

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局(43) 国際公開日  
2004年5月6日 (06.05.2004)

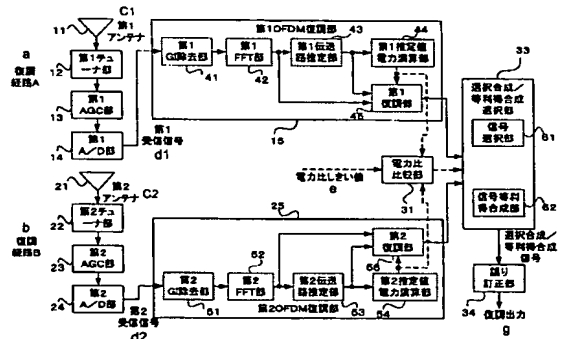
PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2004/038956 A1

- (51) 国際特許分類: H04B 7/08 (72) 発明者; および  
(21) 国際出願番号: PCT/JP2003/013727 (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 井戸 純 (IDO, Jun)  
[JP/JP]; 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番  
3号三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).  
(22) 国際出願日: 2003年10月27日 (27.10.2003) (74) 代理人: 前田 実, 外 (MAEDA, Minoru et al.); 〒151-  
0053 東京都渋谷区代々木2丁目16番2号甲田ビ  
ル4階 前田特許事務所 Tokyo (JP).  
(25) 国際出願の言語: 日本語 (81) 指定国 (国内): JP, US.  
(26) 国際公開の言語: 日本語 (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (DE, GB, NL, SE).  
(30) 優先権データ: 特願 2002-312189  
2002年10月28日 (28.10.2002) JP 添付公開書類:  
— 国際調査報告書  
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三  
菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI  
KAISHA) [JP/JP]; 〒100-8310 東京都千代田区丸の内  
二丁目2番3号 Tokyo (JP).  
2文字コード及び他の略語については、定期発行される  
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語  
のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: DIVERSITY RECEPTION DEVICE AND DIVERSITY RECEPTION METHOD

(54) 発明の名称: ダイバーシチ受信装置およびダイバーシチ受信方法



a...DEMODULATION PATH A  
b...DEMODULATION PATH B  
c1...FIRST ANTENNA  
c2...SECOND ANTENNA  
d1...FIRST RECEPTION SIGNAL  
d2...SECOND RECEPTION SIGNAL  
11...FIRST TUNER SECTION  
12...FIRST AGC SECTION  
13...FIRST A/D SECTION  
14...FIRST A/D SECTION  
21...SECOND TUNER SECTION  
22...SECOND AGC SECTION  
23...SECOND A/D SECTION  
24...SECOND A/D SECTION  
41...FIRST OFDM DEMODULATION SECTION  
42...FIRST FFT SECTION  
43...FIRST TRANSMISSION PATH  
ESTIMATION SECTION

44...FIRST ESTIMATION VALUE POWER  
CALCULATION SECTION  
45...FIRST DEMODULATION SECTION  
46...FIRST DEMODULATION SECTION  
e...POWER RATIO THRESHOLD VALUE  
31...POWER RATIO COMPARISON SECTION  
25...SECOND OFDM DEMODULATION SECTION  
51...SECOND GI REMOVAL SECTION  
52...SECOND FFT SECTION  
53...SECOND TRANSMISSION PATH ESTIMATION SECTION  
54...SECOND ESTIMATION VALUE POWER CALCULATION  
SECTION  
55...SECOND DEMODULATION SECTION  
33...SELECTION SYNTHESIS/EQUAL GAIN SYNTHESIS  
SELECTION SECTION  
61...SIGNAL SELECTION SECTION  
62...SIGNAL EQUAL GAIN SYNTHESIS SECTION  
f...SELECTION SYNTHESIS/EQUAL GAIN SYNTHESIS SIGNAL  
34...ERROR CORRECTION SECTION  
g...DEMODULATED OUTPUT

(57) Abstract: A diversity reception device includes: a power ratio comparison section (31) for calculating a difference of values of power ratios of a transmission path estimation result for a carrier component received from two antennas (11, 21) and performing comparison to determine whether the calculation value of the difference is not greater than a predetermined threshold value; and a signal

(続葉有)



selection/equal gain synthesis selection section (33) for outputting a reception demodulation signal synthesized with equal gain if the comparison result is not greater than the threshold value and outputting one of the reception demodulation signals if the comparison result is greater than the threshold value. Thus, it is possible to reduce the circuit size of the diversity reception device for quadrature frequency division multiplexing signal and increase the diversity effect.

(57) 要約: 2つのアンテナ(11)、(21)から受信される搬送波成分に対する伝送路推定結果の各電力比の値の差分を演算し、その差分の演算値が所定のしきい値以下であるか否かを比較する電力比比較部(31)と、比較結果がしきい値以下である場合には等利得合成された受信復調信号を出力し、比較結果がしきい値より大きい場合には何れか一方の受信復調信号を出力する信号選択/等利得合成選択部(33)を備えることにより、直交周波数分割多重信号用ダイバーシチ受信装置の回路を小規模にし、ダイバーシチ効果を大きくした。

## 明細書

## ダイバーシチ受信装置およびダイバーシチ受信方法

## 5 技術分野

この発明は、複数の復調経路を有するダイバーシチ受信装置およびその受信方法に関する。

## 背景技術

- 10 従来の一般的なダイバーシチ受信装置は、選択ダイバーシチ（以下、選択方式のダイバーシチともいう。）と称されており、2つの復調経路の各々における受信信号の搬送波に対して、まず各々の受信信号に対応する受信電力の推定値を各時点で比較し、当該推定値が大きい方の受信信号を選択して出力していた。つまり、各時点における前記2つの受信
- 15 信号のうち、受信状態が良い方の受信信号を選択して出力し、受信状態が悪い方の受信信号は利用しないものであった。従って、各時点においては、2つの復調経路の各々における受信信号のいずれかから得られる個々の受信電力よりも良い受信性能は得ることができなかった。

- これに対して、さらに受信性能を改善するために、2系統の受信信号
- 20 を合成することが考えられている。

- 例えば、2つの復調経路の各々における受信信号（または、当該受信信号を復調して得られる復調信号）に対応する受信電力（推定値電力）の電力比を演算し、当該電力比に応じた重み係数を生成し、当該重み係数を各々の受信電力に乗ずる回路を設けて、当該回路により重み付け合
- 25 成する最大比合成方式のダイバーシチ受信装置が知られている。

最大比合成方式のダイバーシチ受信装置は、例えば、「地上デジタルTV放送のダイバーシチ受信による性能改善」、関隆史、他1名著、（

社)映像情報メディア学会技術報告、2001年5月25日、Vol. 25、  
No. 34、pp. 1-6、ROFT2001-54(May, 2001)に示されるように、選択ダイ  
バーシチ方式のダイバーシチ受信装置と同様にマルチパス歪みを改善で  
きるだけでなく、熱雑音に対する伝送特性も改善でき、例えば、瞬時受  
5 信電力対雑音電力比(Carrier to Noise power  
Ratio、以下、単にCNRともいう。)も改善できることが知ら  
れている。

また、受信性能を改善するために2つの復調経路の各々における受信  
信号を合成するダイバーシチ方式の他の例として、等利得合成方式のダ  
イバーシチ受信装置が知られている。等利得合成方式は、2つの受信信  
10 号を常に等利得で合成する合成方式であり、例えば、2つの復調経路の  
各々における受信信号(または、当該受信信号を復調して得られる復調  
信号)に対応する受信電力(推定値電力)とは無関係に、常に2つの復  
調経路の各々における信号の平均値を合成信号として出力するものであ  
15 る。ダイバーシチ受信装置の効果について、一般的に等利得合成方式は  
、選択方式のダイバーシチ受信装置よりも大きく、最大比合成方式のも  
のよりも小さいことが知られているが、逆に、2つの復調経路の各々に  
おける受信信号(または当該受信信号を復調して得られる復調信号。)の  
差(または各信号に対応するCNRの差。)が大きくなった場合には  
20 、選択ダイバーシチ方式よりも受信性能が低下する場合がある。

従来のダイバーシチ受信装置は、例えば、選択方式のダイバーシチ受  
信装置の場合には、各々の復調経路の受信信号のいずれかをそのまま選  
択して用いるため、回路規模は小さいが、より受信性能を改善すること  
が難しいという問題があった。

25 また、等利得合成方式のダイバーシチ受信装置の場合は、追加される  
回路は単純な平均化回路のみであるので比較的回路規模が小規模であり  
、選択方式のダイバーシチ受信装置よりは受信状態の改善ができるもの

の、最大比合成方式のダイバーシチ受信装置よりは受信状態の改善ができないという問題があった。さらに、2つの復調経路の各々における受信信号のCNRの差が大きいと選択方式のダイバーシチ受信装置よりも受信性能が低下するという問題があった。

- 5      そして、最大比合成方式のダイバーシチ受信装置は、選択方式のダイバーシチ受信装置や等利得合成方式のダイバーシチ受信装置よりも受信性能を改善できるが、前記したように各々の受信電力（推定値電力）の比に応じた重み係数を生成し、さらに、その各重み係数を各々の受信電力に乗ずる回路が必要なことから、回路規模が大規模になってしまうと
- 10    という問題があった。

本発明は前記のような問題を解決するためになされたものであって、回路規模が小さく、最大比合成方式のダイバーシチ受信装置に近いレベルまで受信性能を改善できるダイバーシチ受信装置を提供することを目的とする。

15

#### 発明の開示

- 本発明のダイバーシチ受信装置は、受信信号を復調して復調信号を出力する複数の復調経路と、複数の復調経路のうち、一の復調経路における第1の受信信号に対応する第1の電力、および他の復調経路における
- 20    第2の受信信号に対応する第2の電力に基づいて電力比を演算して、当該電力比と所定のしきい値とを比較する電力比比較部と、複数の復調経路の各々から出力される復調信号のうち、いずれか1つの復調信号を選択して選択復調信号を出力する信号選択部と、複数の復調経路の各々から出力される復調信号を所定の利得で合成して合成復調信号を出力する
- 25    信号合成部と、電力比比較部における比較の結果に応じて、選択復調信号または合成復調信号うち、いずれかの復調信号を出力する復調信号出力部とを備える。

本発明のダイバーシチ受信方法では、選択方式のダイバーシチと等利得合成方式のダイバーシチを各復調経路における受信信号に対応する電力に応じて搬送波成分ごとに適応的に切り替えるようにしたので、従来の選択合成方式のみを実施するダイバーシチ受信方法や、等利得合成方式のみを実施するダイバーシチ受信方法に比べて、ダイバーシチ効果を大きくすることが可能となり、受信性能を向上することができ、最大比合成方式のダイバーシチを実施する場合に比べて小規模な回路でダイバーシチ効果の大きいダイバーシチ受信装置を実現することができる。

10 図面の簡単な説明

図1は、この発明の実施の形態1におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図2は、フーリエ変換されたOFDM方式の搬送波に周期的に挿入されている既知のパイロット搬送波成分であるスキャッタードパイロットを示す図である。

図3は、選択方式、等利得合成方式、および、最大比合成方式の場合の各CNRをシミュレーションした図である。

図4は、適応合成、および、最大比合成方式の場合の各CNRをシミュレーションした図である。

20 図5は、この発明の実施の形態2におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図6は、この発明の実施の形態3におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

25 図7は、この発明の実施の形態4におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図8は、この発明の実施の形態5におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図 9 は、この発明の実施の形態 6 におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図 10 は、この発明の実施の形態 7 におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

5 図 11 は、この発明の実施の形態 8 におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図 12 は、図 11 の合成前誤り訂正部の構成を表すブロック図である。

10 図 13 は、図 11 のダイバーシチ受信装置の要部の動作の一例を示すフローチャートである。

図 14 は、この発明の実施の形態 9 におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図 15 は、図 14 のダイバーシチ受信装置の要部の動作の一例を示すフローチャートである。

15 発明を実施するための最良の形態

以下、実施の形態の説明においては、当該ダイバーシチ受信装置において、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing、以下、OFDM と記載する。) 信号を受信する場合について  
20 説明する。そして、以下、実施の形態の説明に先立ち OFDM 方式の伝送技術、およびダイバーシチ技術について説明する。

OFDM 方式の伝送 (送受信) 技術は、互いの周波数が直交する複数の搬送波によって情報を変調および多重して送信し、受信側では逆の処理を実施して復調する送受信方式であり、放送や通信の分野で特に実用  
25 化が進んでいる。

OFDM 方式の伝送では、まず送信時に、送信するデータを複数の搬送波に割り振り、各搬送波において QPSK (Quadrature Phase Shift

Keying) 方式やQAM (Quadrature Amplitude Modulation) 方式、またはDQPSK (Differential Encoded Quadrature Phase Shift Keying) 方式等でデジタル変調される。また、伝送パラメータや伝送制御に関する付加情報、および、既知データが変調された連続パイロット搬送波成分は、特定の搬送波を用いてDBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying) やBPSK (Binary Phase Shift Keying) 方式でデジタル変調されてから、これらが多重化され、その後、OFDM信号は所望の送信周波数に周波数変換されて伝送される。

具体的には、送信時に送信する伝送データが各搬送波の変調方式に応じてマッピングされ、これらが逆離散フーリエ変換される。次に、逆離散フーリエ変換後の信号の最後部が信号の先頭にコピーされる。この部分はガードインターバルと呼ばれ、こうすることによって、ガードインターバル長以下の遅延時間を有する遅延波があっても、受信側でシンボル間干渉することなく信号を再生できるようになる。

OFDM方式では全ての搬送波は互いに直交性を有するため、受信側で搬送波周波数が正しく再生された場合、送信データを正しく再生することができる。しかし、受信側の搬送波周波数が実際の周波数に対して誤差を含んでいる場合、搬送波間で干渉が起こり、送信データを誤って再生する確率が増大して伝送特性が劣化する。したがって、OFDM方式では、受信側でいかに正しく搬送波周波数を再生するかが非常に重要な課題となる。

OFDM信号を受信する復調装置では、一般的に入力するOFDM方式の複素デジタル信号を直交復調してベースバンド帯域に周波数変換し、ガードインターバルを除去して時間ドメイン信号とし、その時間ドメイン信号をフーリエ変換して周波数ドメイン信号としてから検波することで復調している。

OFDM方式における各搬送波は、QPSKや多値QAMなどの変調



方式に従ってマッピングされた送信データを伝送しており、前記搬送波には周波数および時間方向に周期的に既知のパイロット搬送波が挿入されているとする。例えば、日本の地上波デジタルTV放送方式では、スキャッタードパイロットが周期的に挿入されており、OFDM受信機では当該スキャッタードパイロットをもとに伝送路の特性を推定して各搬送波の復調を行っている。

また、ダイバーシチ技術は、前記したようにアンテナからOFDM復調回路に至る復調経路を複数（少なくとも2経路）有し、単独の復調経路の場合よりも受信性能を改善するものである。一般に、マルチパス伝送路やレイリーフェージング伝送路などの劣悪な伝送路環境下で信号を受信する場合に、空間ダイバーシチを実施することによって、信号復調後の誤り率を減少させ受信性能を向上するものである。

#### 実施の形態1.

図1は、実施の形態1におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図1のダイバーシチ受信装置は、OFDM信号の復調経路として、復調経路Aおよび復調経路Bの2つの復調経路を有する。復調経路Aは、第1アンテナ11、第1チューナ12、第1AGC（Automatic Gain Control：自動利得調整）部13、第1A/D（アナログ／デジタル変換）部14、および第1OFDM復調部15を有する。一方、復調経路Bは、第2アンテナ21、第2チューナ22、第2AGC部23、第2A/D部24、および第2OFDM復調部25を有する。

図1に記載のダイバーシチ受信装置において、第1アンテナ11および第2アンテナ21は、送信用に変調された無線信号を受信する。第1チューナ部12および第2チューナ部22は、受信した無線信号を所定

の周波数帯域に周波数変換する。

第1AGC部13および第2AGC部23は、周波数変換されたアナログ信号の利得レベルを調節する。第1AGC部13および第2AGC部23によって前記利得レベルの調整を行なうことで、後段の第1および第2の復調部46、56において最適な信号レベルが得られる。一般的に、アンテナ11、21から入力された受信信号の信号電力は、例えば、アンテナ利得や伝送路状況などによって変化するため、AGC回路13、23によりゲイン調整をする方がよい。

第1A/D部14および第2A/D部24は、周波数変換および利得調整が行なわれたアナログ信号をデジタル信号に変換し、第1受信信号および第2受信信号をそれぞれ第1OFDM信号復調部15および第2OFDM復調部25に出力する。

第1OFDM復調部15および第2OFDM復調部25はそれぞれ、第1受信信号および第2受信信号を復調してデジタル形式の復調信号を出力する。

電力比比較部31は、第1OFDM復調部15および第2OFDM復調部25から各復調経路A、Bの受信信号における搬送波毎に演算される伝送路推定値の電力（以下、推定値電力 $P_{\text{est}}$ ともいう。）に対応する信号が入力される。

そして、電力比比較部31は、推定値電力 $P_{\text{est}}$ のうち、復調経路Aに対応する推定値電力 $P_{\text{est\_A}}$ または、復調経路Bに対応する推定値電力 $P_{\text{est\_B}}$ のどちらが大きいかを判定する。さらに、2つの推定値電力 $P_{\text{est\_A}}$ 、 $P_{\text{est\_B}}$ のうち、値の大きい推定値電力を、値の小さい推定値電力で除算して得られる推定値電力比 $P_{\text{est\_R}}$ と、所定のしきい値（本実施の形態1においては当該しきい値を電力比しきい値と記載する。）とを比較して、当該比較の結果に対応する信号を搬送波毎に選択合成／等利得合成選択部33へと出力する。

具体的には、推定値電力比  $P_{\text{est\_R}}$  が前記電力比しきい値よりも小さい場合、電力比比較部 31 は、後述する信号等利得合成部 62 において得られる復調信号を出力する旨の信号を選択合成／等利得合成選択部 33 に出力する。一方、推定値電力比  $P_{\text{est\_R}}$  が前記電力比しきい値よりも大きい場合、電力比比較部 31 は後述する信号選択部 62 において、2 つの推定値電力  $P_{\text{est\_A}}$ 、 $P_{\text{est\_B}}$  のうち値が大きい方の推定値電力  $P_{\text{est\_A}}$ 、 $P_{\text{est\_B}}$  に対応する復調信号を選択する旨の信号を選択合成／等利得合成選択部 33 に出力する。

言い換えれば、電力比比較部 31 では、復調経路 A における第 1 受信信号に対応する第 1 の電力である第 1 の推定値電力、および復調経路 B における第 2 受信信号に対応する第 2 の電力である第 2 の推定値電力に基づいて電力比  $P_{\text{est\_R}}$  を演算して、当該電力比  $P_{\text{est\_R}}$  と所定のしきい値（電力比しきい値）とを比較している。

選択合成／等利得合成選択部 33 は、電力比比較部 31 から入力された信号に応じて、第 1 OFDM 復調部 15 および第 2 OFDM 復調部 25 から出力された復調信号のうち、何れかの復調信号を選択して得られる復調信号（以下、選択復調信号ともいう。）を出力する（選択方式のダイバーシチ）か、あるいは、双方の復調信号を等利得で合成して得られる復調信号（以下、合成復調信号ともいう。）を出力する（等利得合成方式のダイバーシチ）かを選択する。したがって、本実施の形態 1 のダイバーシチ受信装置においては、当該選択合成／等利得合成選択部 33 によって最終的な復調信号が出力される。すなわち、選択合成／等利得合成選択部 33 は、ダイバーシチ受信装置における復調信号出力部にあたる。

言い換えれば、選択合成／等利得合成選択部 33 は、電力比比較部 31 の出力に基づき、第 1 復調部 46 からの単独出力、第 2 復調部 56 からの単独出力、第 1 復調部 46 の出力と第 2 復調部 56 の出力を等利得

で合成して得られる合成出力のうちのいずれかを出力する。

従って、選択合成／等利得合成選択部 33 の出力である選択合成／等利得合成信号は、搬送波成分ごとに、第 1 および第 2 の受信信号に対応する復調信号のうちのいずれか一方を選択することによって得られた復調信号、または各復調経路 A、B に対応する受信信号の推定値電力比  $P_{s\_R}$  に応じて等利得合成された復調信号のいずれか一方の復調信号を適応的に選択して得られる信号であり、2 つの復調経路 A、B によるダイバーシチ効果によって誤り率が減少した信号となる。

誤り訂正部 34 は、選択合成／等利得合成選択部 33 から出力された選択合成／等利得合成信号に対して誤り訂正処理を実施して、当該誤り訂正処理後の復調信号を出力する。

次に、第 1 OFDM 復調部 15 および第 2 OFDM 復調部 25 の内部構成を説明する。第 1 OFDM 復調部 15 および第 2 OFDM 復調部 25 の内部には、ガードインターバル (GI) を除去する GI 除去部 41、51 が設けられる。第 1 GI 除去部 41 は、第 1 受信信号を入力とし、OFDM のシンボルタイミングを再生して第 1 受信信号に付加されているガードインターバルを除去する。また、第 2 GI 除去部 51 は第 2 受信信号を入力とし、OFDM のシンボルタイミングを再生して第 2 受信信号に付加されているガードインターバルを除去する。

第 1 FFT 部 42 および第 2 FFT 部 52 は、入力された時間ドメイン信号を高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform、以下、FFT と記載する。) により変換して周波数ドメイン信号を出力する。なお、周波数ドメイン信号とは第 1 受信信号または第 2 受信信号の各搬送波成分に対応する信号である。

第 1 伝送路推定部 43 および第 2 伝送路推定部 53 は、FFT 部 42、52 から出力された周波数ドメイン信号に含まれるパイロット搬送波成分を抽出して各アンテナ 11、21 からの受信信号に対する伝送路の

特性の推定を行う。例えば、日本の地上波デジタルTV放送方式の場合は、図2に示すようにスキャタードパイロットが周期的に挿入されており、受信機ではこれらをもとにして伝送路の特性を推定して各搬送波の復調を行っている。一般的な伝送路推定方法としては、例えば、抽出  
5 したスキャタードパイロットを各々既知データで除算し、その結果を時間方向と周波数方向に内挿することにより、各搬送波成分における伝送路の特性を推定することができる。

第1推定値電力演算部44および第2推定値電力演算部54は、伝送路推定部43、53において各搬送波毎に推定された伝送路に対応する  
10 推定値電力 $P_{ss\_A}$ 、 $P_{ss\_B}$ を演算して第1復調部46、第2復調部56、および、電力比比較部31に出力する。このように本実施の形態では、受信信号がOFDM変調方式によって変調されたOFDM信号であるので、OFDM信号に含まれるパイロット信号（パイロット搬送波成分）を基準信号として各伝送路推定部43、53で伝送路特性が推定さ  
15 れ、その各推定結果に対応する推定値電力が各推定値電力演算部44、54で演算され、その各推定値電力が受信電力として電力比比較部31に入力され、電力比比較部31で各電力の電力比が演算され、その電力比が所定のしきい値と比較されて、比較結果が選択合成／等利得合成選択部33に出力される。

20 第1復調部46および第2復調部56は、FFT部42、52から出力された周波数ドメイン信号を、伝送路推定部43、53から出力された伝送路の推定結果に対応する信号で除算することによって各搬送波成分を復調する。この処理は、周波数ドメイン信号に対して伝送路の推定結果の複素共役信号を乗算し、さらに伝送路の特性の推定結果の電力値  
25 で除算することと等価である。より具体的に説明すると、第1復調部46は、第1FFT部42の出力に、第1伝送路推定部43の出力の複素共役信号を乗算し、当該乗算の結果を第1推定値電力 $P_{ss\_A}$ で除算す

る。また、第2復調部56は、第1FFT部52の出力に、第2伝送路推定部53の出力の複素共役信号を乗算し、当該乗算の結果を第2推定電力 $P_{\text{est}_B}$ で除算する。

次に、選択合成／等利得合成選択部33の内部構成を説明する。選択合成／等利得合成選択部33は、信号選択部61と等利得合成選択部62とを備える。信号選択部61は、選択方式のダイバーシチによって信号の出力を行なう部分であり、具体的には、第1OFDM復調部15から出力される第1復調信号または第2OFDM復調部25から出力される第2復調信号のうちのいずれか一方を選択して選択復調信号として出力する。

一方、信号等利得合成部62は、等利得合成方式のダイバーシチによって信号の出力を行なう部分であり、第1OFDM復調部15から出力された第1復調信号と第2OFDM復調部25から出力された第2復調信号とを等利得で合成し合成復調信号として出力する。

また、選択合成／等利得合成選択部33において、信号選択部61と等利得合成部62との切替えは、スイッチ手段等を設けることによって行えばよい。本実施の形態の受信信号はOFDM信号であるので、複数の搬送波成分を含むため、復調信号出力部68は、選択復調信号または合成復調信号のうち、いずれかの復調信号を搬送波成分ごとに出力する。また、電力比比較部31の比較の結果による信号とは、複数の復調信号を等利得で合成して得られる復調信号の受信電力対雑音電力比と、複数の復調信号の各々に対応する受信電力対雑音比のうち、最大の受信電力対雑音電力比が等しくなる条件において決定されるしきい値と、前記した電力比の比較の結果に基づく信号である。

そして、選択合成／等利得合成選択部33は、電力比比較部31の出力に応じて、信号選択部61によって得られる復調信号または信号等利得合成部62によって得られる復調信号のいずれか一方を選択合成／等

利得合成信号として誤り訂正部 34 に出力する。

ここで、電力比比較部 31 の出力により、信号選択部 61 の復調信号および信号等利得合成部 62 の復調信号のうち、いずれの復調信号を選択合成／等利得合成信号とするかを決定する方法について説明する。

- 5 一般的に、第1アンテナ 11 と第2アンテナ 21 の2つのアンテナを用いて選択方式による空間ダイバーシチ、すなわち選択ダイバーシチを行う場合、最終的に出力される復調信号の瞬時受信電力対雑音電力比（ $CNR$ ） $_{sc}$  は、次の数式 1 により表される。

$$10 \quad (CNR)_{sc} = \max[(CNR)_A, (CNR)_B] \quad \dots (1)$$

- 但し、 $(CNR)_A$ 、 $(CNR)_B$ 、 $(CNR)_{sc}$  は、それぞれ復調経路 A の搬送波に対応する  $CNR$ 、復調経路 B の搬送波に対応する  $CNR$  および選択合成後の  $CNR$  を表し、関数  $\max[X1, X2]$  は、 $X1$  と  $X2$  のうちの大きいほうを  
15 選択して出力する関数である。また、2つのアンテナで受信する信号のそれぞれの雑音電力は等しいと仮定した。すなわち、前記仮定のもとにおいては、搬送波に対応する電力の大小が  $(CNR)_A$  および  $(CNR)_B$  の大小に比例する。

- 一方、等利得合成方式のダイバーシチによって最終的に出力される復  
20 調信号の  $CNR$  である  $(CNR)_{EGC}$  は、次の数式 2 により表される。

$$(CNR)_{EGC} = \frac{1}{2} \left( \sqrt{(CNR)_A} + \sqrt{(CNR)_B} \right)^2 \quad \dots (2)$$

- また、最大比合成方式のダイバーシチによって最終的に出力される復  
25 調信号の  $CNR$  を  $(CNR)_{MRC}$  とすると、 $(CNR)_{MRC}$  は次の数式 3 により表される。

$$(CNR)_{MRC} = (CNR)_A + (CNR)_B \quad \cdot \cdot \cdot (3)$$

図3は、選択方式のダイバーシチの場合、等利得合成方式のダイバーシチの場合、および、最大比合成方式のダイバーシチの場合の各CNRについて、数式1、数式2および数式3をもとに計算機でシミュレーションした結果を示した図である。但し、図3は、 $(CNR)_A$ をCNR1、 $(CNR)_B$ をCNR2とし、CNR1を20dBに固定し、CNR2を0dBから40dBまで変化させた場合において、各ダイバーシチから最終的に出力される復調信号に対応するCNRを示したものである。なお、○は選択方式のダイバーシチの場合におけるCNR、□は等利得合成方式のダイバーシチの場合におけるCNR、★は最大比合成方式のダイバーシチの場合におけるCNRを表す。

図3から、選択方式のダイバーシチの場合、第2の受信信号に対応するCNR2が、第1受信信号に対応するCNR1（図3においては20dBで固定。）に近い値であるときほど、ダイバーシチ効果が最大比合成方式のダイバーシチに比べて少なくなることがわかる。また、等利得合成方式のダイバーシチの場合は、選択方式のダイバーシチの場合とは逆に、CNR2がCNR1から遠ざかるにつれて、ダイバーシチ効果が最大比合成方式のダイバーシチに比べて小さくなることがわかる。

したがって、CNR1とCNR2との比に応じて、信号選択部61によって得られる選択復調信号、または、等利得合成部62によって得られる合成復調信号のいずれかの復調信号を選択合成／等利得合成信号とすることによってダイバーシチ効果を向上させることができることがわかる。前記した選択復調信号または合成復調信号のいずれの復調信号を選択合成／等利得合成信号とするかは、選択方式のダイバーシチによって得られるCNRと等利得合成方式のダイバーシチによって得られるC



NRとが等しくなる場合を境界にして行えばよい。すなわち、下記数式 4 の条件に従って、選択復調信号と合成復調信号とを切り替えればよい。なお、数式 4 中の「 $3 + 2\sqrt{2}$ 」は、前記した数式 1 の左辺と数式 2 の左辺とが等しくなる場合における CNR の比の値である。また、以下

5 の説明においては、数式 4 の条件に従って、選択復調信号と合成復調信号とを切り替えることによりダイバーシチを行なうことを適応合成ダイバーシチともいう。

$$\text{合成方法} = \begin{cases} \text{等利得合成, when } \frac{\max[(CNR)_A, (CNR)_B]}{\min[(CNR)_A, (CNR)_B]} \leq 3 + 2\sqrt{2} \\ \text{選択合成, otherwise} \end{cases}$$

10

... (4)

なお、数式 4 に基づいて、選択復調信号が選択された場合、信号選択部 6 1 においては、下記数式 5 の条件に従って、復調経路 A、B の各々から出力される復調信号のうち、いずれかの復調信号を選択して選択復調信号とすればよい。

15

$$\text{合成信号} = \begin{cases} S_A, \text{ when } (CNR)_A \geq (CNR)_B \\ S_B, \text{ otherwise} \end{cases} \quad \dots (5)$$

但し、数式 5 において、 $S_A$  は復調経路 A を経て選択合成／等利得合成

20 選択部 3 3 に入力される復調信号、すなわち第 1 復調信号を意味し、 $S_B$  は復調経路 B を経て選択合成／等利得合成選択部 3 3 に入力される復調信号、すなわち第 2 復調信号を意味する。

従って、適応合成ダイバーシチとは、選択方式のダイバーシチと等利得合成方式のダイバーシチのうち、最終的に出力される復調信号に対応

するCNRが大きくなるようにダイバーシチを適応的に選択する方式である。

図4に、適応合成ダイバーシチを用いた場合および最大比合成方式のダイバーシチを用いた場合の、各CNRについて、計算機でシミュレーションした結果を示す。但し、CNR1は20dBで固定とし、CNR2を0dBから40dBまで変化させた。なお、図中、△は適応合成ダイバーシチによって得られたCNR、★は最大比合成方式のダイバーシチによって得られたCNRを表す。

図4では、選択方式のダイバーシチによって得られるCNRと等利得合成方式のダイバーシチによって得られるCNRとが略等しくなる点（図4においては横軸の目盛で12dB近辺と28dB近辺）で適応合成ダイバーシチにおける処理内容が切り替えられている。すなわち、CNR2が0dBから12dB近辺よりも小さい場合、および28dB近辺よりも大きい場合は選択方式のダイバーシチの場合の出力であり、12dB近辺から28dB近辺までの間は等利得合成方式のダイバーシチの場合の出力である。つまり、図4の場合には、横軸の目盛20dBを中心値として、+/-8dBの値をしきい値として選択合成と等利得合成を切り替えていることになる。

なお、図4の条件においては、横軸の目盛12dBにおけるCNR<sub>2</sub>の値、すなわち

$$CNR_2 = 10 \times \log_{10} (10^{(20/10)} / (3 + 2\sqrt{2})) \text{ dB}$$
のときにおけるCNRの比の値が前記数式4中における、

$$(CNR)_A / (CNR)_B = 3 + 2\sqrt{2}$$

の場合に相当する。また、横軸の目盛28dBにおけるCNR<sub>2</sub>の値、すなわち

$$CNR_2 = 10 \times \log_{10} (10^{(20/10)} \times (3 + 2\sqrt{2})) \text{ dB}$$
のときにおけるCNRの比の値が前記数式4中における、

$$(CNR)_B / (CNR)_A = 3 + 2\sqrt{2}$$

の場合に相当する。

以上から、電力比比較部 31 のしきい値は、複数の復調信号を等利得で合成して得られる復調信号の受信電力対雑音電力比と、複数の復調信号の各々に対応する受信電力対雑音電力比のうち、最大の受信電力対雑音電力比とが等しくなる条件において決定される。また、信号選択部 61 は、各復調経路 A、B から出力された復調信号の各々に対応する受信電力対雑音電力比のうち、最大の受信電力対雑音電力比の値を有する復調信号を選択して出力する。

10 上述のように、図 4 から、本実施の形態 1 で説明した適応合成ダイバーシチを用いることにより、選択方式のダイバーシチや等利得合成方式のダイバーシチを単独で用いる場合に比べて、ダイバーシチ効果を向上することができ、その効果は最大比合成方式のダイバーシチの場合と略同様であることがわかる。

15 したがって、推定値電力  $P_{\text{est}_A}$ 、 $P_{\text{est}_B}$  と  $(CNR)_A$ 、 $(CNR)_B$  とが対応関係にあることを利用して、推定値電力比  $P_{\text{est}_R}$  に対する電力比しきい値を電力比比較部 31 に入力しておくことで、適応合成ダイバーシチを行なうことが可能となる。

このように本実施の形態 1 におけるダイバーシチ受信装置によれば、  
20 選択合成／等利得合成選択部 33 から出力される選択合成／等利得合成信号の CNR が大きくなるように、選択復調信号または合成復調信号のいずれかを搬送波成分ごとに適応的に選択合成／等利得合成信号として出力するように構成したので、従来の選択ダイバーシチ方式のみによるダイバーシチ受信装置や、等利得合成ダイバーシチ方式のみによるダイ  
25 バーシチ受信装置に比べて、ダイバーシチ効果を大きくすることが可能となる。また、当該ダイバーシチ受信装置の受信性能を向上することができる。さらにまた、本実施の形態 1 におけるダイバーシチ受信装置は

、最大比合成ダイバーシチを実施する場合に比べて小規模な回路でダイバーシチ効果の大きいダイバーシチ受信装置を実現することができる。

## 実施の形態 2.

- 5 実施の形態 1 では、推定値電力演算部 4 4、5 4 から出力される推定値電力  $P_{est\_A}$ 、 $P_{est\_B}$  をもとに適応合成ダイバーシチを行うように構成していた。実施の形態 2 では、フーリエ変換後の出力信号に基づいて搬送波成分の電力を演算し、当該演算の結果に基づいて適応合成ダイバーシチを行う場合について説明する。なお、以下の説明では、搬送波成分の電力を搬送波電力ともいい、当該搬送波電力の大きさを示す値を搬送波電力値ともいう。
- 10

図 5 は、実施の形態 2 におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

- 図 5 において、第 1 OFDM 復調部 1 5 a、第 2 OFDM 復調部 2 5 a、電力比比較部 3 1 a、第 1 搬送波電力演算部 4 5、第 2 搬送波電力演算部 5 5、第 1 推定値電力演算部 4 4 から電力比比較部 3 1 a への出力接続が無いこと、および第 2 推定値電力演算部 5 4 から電力比比較部 3 1 a への出力接続が無いこと以外の構成については、図 1（実施の形態 1）に示した構成と同様である。
- 15

- 20 以下、本実施の形態 2 におけるダイバーシチ受信装置の動作について説明する。なお、実施の形態 1 で示した構成と同様の構成については説明を省略する。

- 第 1 OFDM 復調部 1 5 a における第 1 搬送波電力演算部 4 5 は、復調経路 A の周波数ドメイン信号が入力され、当該周波数ドメイン信号に対応する搬送波電力値  $P_{c\_A}$  を演算して出力する。同様に、第 2 OFDM 復調部 2 5 a における第 2 搬送波電力演算部 5 5 は、復調経路 B の周波数ドメイン信号が入力され、当該周波数ドメイン信号に対応する搬送
- 25

波電力値  $P_{c\_B}$  を演算して出力する。

電力比比較部 31 a は、搬送波電力値  $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$ 、および搬送波電力値  $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$  に対応する所定のしきい値が入力される。なお、本実施の形態 2 においては、上記した各電力の値から得られた電力比と  
5 比較される所定のしきい値を、実施の形態 1 と同様に電力比しきい値と記載する。

そして、搬送波電力値  $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$  のうち、どちらの搬送波電力値が大きいかを判定する。さらに、2 つの搬送波電力値  $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$  のうち、値の大きい搬送波電力値を、値が小さい搬送波電力値で除算して  
10 得られる搬送波電力比  $P_{c\_R}$  と、前記電力比しきい値とを比較し、当該比較の結果に対応する信号を搬送波毎に選択合成／等利得合成選択部 33 へと出力する。

具体的には、搬送波電力比  $P_{c\_R}$  が前記電力比しきい値よりも小さい場合、当該電力比比較部 31 a は、信号等利得合成部 62 において得ら  
15 れる復調信号を出力する旨の信号を選択合成／等利得合成選択部 33 に出力する。一方、推定値電力比  $P_{c\_R}$  が前記電力比しきい値よりも大きい場合、当該電力比比較部 31 a は、信号選択部 61 において、2 つの搬送波電力値  $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$  のうち値が大きい方の搬送波電力値  $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$  に対応する復調信号を選択する旨の信号を選択合成／等利得合  
20 成選択部 33 に出力する。

選択合成／等利得合成選択部 33 は、電力比比較部 31 a から入力された信号に基づいて、第 1 OFDM 復調部 15 a および第 2 OFDM 復調部 25 a からの復調信号のうち、何れかの復調信号を選択して出力する（選択方式のダイバーシチ）か、あるいは、双方の復調信号を等利得  
25 で合成して得られた復調信号を出力する（等利得合成方式のダイバーシチ）かを選択する。

つまり、選択合成／等利得合成選択部 33 は、電力比比較部 31 a の

出力に基づき、第1復調部46からの単独出力、第2復調部56からの単独出力、または第1復調部46の出力と第2復調部56の出力とを等利得で合成して得られる合成出力のうちのいずれかを出力する。

従って、選択合成／等利得合成選択部33の出力である選択合成／等利得合成信号は、搬送波成分ごとに、2つの受信信号に対応する搬送波電力値 $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$ のうちのいずれか一方に対応する復調信号、または搬送波電力比 $P_{c\_R}$ に応じて第1復調信号と第2復調信号とを等利得合成して得られた復調信号の、いずれか一方の復調信号を適応的に選択して得られる信号であり、2つの復調経路A、Bによるダイバーシチ効果によって誤り率が減少した信号となる。

このように本実施の形態2では、実施の形態1と同様に $(CNR)_A$ および $(CNR)_B$ と対応関係にあるフーリエ変換後の搬送波成分の電力 $P_{c\_A}$ 、 $P_{c\_B}$ を演算し、それをもとに適応合成ダイバーシチを行なうように構成したので、伝送路推定時の推定誤差の影響を受けることなく当該適応合成ダイバーシチを行なうことが可能となり、受信装置の受信性能を向上させることができる。

### 実施の形態3.

実施の形態1および実施の形態2では、FFT部42、52から出力された周波数ドメイン信号を用いて、推定値電力または搬送波電力値を求め、これらに基づいて適応合成ダイバーシチを行なうように構成していた。実施の形態3では、各アンテナ11、21から受信される信号の電力レベルを求め、これをもとに適応合成ダイバーシチを行う場合について説明する。

図6は、実施の形態3におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図6において、第1OFDM復調部15b、第2OFDM復調部25

ｂ、電力比比較部 3 1 ｂ、第 1 A G C 部 1 3 への入力接続、第 2 A G C 部 2 3 への入力接続、第 1 A / D 部 1 4 からの出力接続、および第 2 A / D 部 2 4 からの出力接続以外の構成については、図 1（実施の形態 1）または図 5（実施の形態 2）に記載の構成と同様である。

- 5      以下、本実施の形態 3 におけるダイバーシチ受信装置の動作について説明する。なお、実施の形態 1 または実施の形態 2 で示した構成と同様の構成については説明を省略する。

- 第 1 O F D M 復調部 1 5 ｂにおける第 1 ゲイン検出部 4 7 は、第 1 A / D 部 1 4 から第 1 受信信号が入力され、当該第 1 受信信号の平均電力  
10      と所望の電力値との差を演算し、当該演算の結果に基づいて第 1 電力制御信号を電力比比較部 3 1 ｂと第 1 A G C 部 1 3 に出力する。同様に、第 2 O F D M 復調部 2 5 ｂにおける第 2 ゲイン検出部 5 7 は、第 2 A / D 部 2 4 から第 2 受信信号が入力され、当該第 2 受信信号の平均電力と所望の電力との差を演算し、当該演算の結果を第 2 電力制御信号として  
15      電力比比較部 3 1 ｂと第 2 A G C 部 2 3 に出力する。

なお、第 1 電力制御信号および第 2 電力制御信号は、A G C 部 1 3、2 3 において、アンテナ 1 1、1 2 によって受信された信号の増幅度を決定する信号であり、当該電力制御信号の信号レベルが大きいほど、アンテナ出力の信号電力が小さいことを表す。

- 20      なお、各ゲイン検出部 4 7、5 7 においては、受信信号の平均電力を演算する際の平均期間を長くすることで、ランダムな雑音による誤差が相殺されるため、最終的に得られる平均値の信頼性を高くすることができ  
25      ける。しかし、平均期間をあまり長くすると、受信信号の電力の時間変動の影響により、アプリケーションによっては性能の劣化を招く場合がある。したがって、受信信号の平均電力を演算する際の平均期間は、使  
用されるアプリケーション毎に最適な期間を設定すればよい。

第 1 受信信号および第 2 受信信号は、すでにゲイン調整された信号と

してOFDM復調部15b、25bに入力される。そのため、例えば、各復調経路A、Bのアンテナ利得間に差がある場合等に、各アンテナ11、21から受信される信号の電力レベルが異なると、第1受信信号と第2受信信号における雑音電力に差が生じる。

- 5 雑音電力の差は、選択合成／等利得合成選択部33から出力される信号に対応するCNRに影響する。特に、復調経路A、Bにおける受信信号のうち、一方の受信信号のレベルが小さく、AGC部13、23における増幅率を増大しなければならない場合にはダイバーシチ効果が減少する。従って、AGC部13、23においてゲインを調整する前の受信
- 10 信号に基づいて演算される電力比によって適応合成ダイバーシチを制御することがダイバーシチ効果の減少を抑える上で有効となる。

- 電力比比較部31bは、第1ゲイン検出部47から出力された第1電力制御信号、第2ゲイン検出部57から出力された第2電力制御信号、および所定のしきい値が入力される。なお、本実施の形態3においては、
- 15 上記した各電力の値から得られた電力比と比較される所定のしきい値を、実施の形態1および実施の形態2と同様に電力比しきい値と記載する。

- 電力比比較部31bは、各ゲイン検出部47、57から出力された、第1電力制御信号および第2電力制御信号に基づいて、第1受信信号または第2受信信号のうち、どちらの受信信号の電力レベルが高いかを判定する。さらに、前記した2つの電力制御信号から、各電力制御信号に対応する受信信号電力 $P_A$ 、 $P_B$ を演算し、当該受信信号電力 $P_A$ 、 $P_B$ のうち、電力値の大きい受信信号電力を電力値の小さい受信信号電力で除して得られる受信信号電力比 $P_R$ と、前記電力比しきい値とを比較し、
- 25 当該比較の結果に応じて異なる信号を搬送波毎に選択合成／等利得合成選択部33へと出力する。

具体的には、受信信号電力比 $P_R$ が前記電力比しきい値よりも小さい



場合、当該電力比比較部 3 1 b は、信号等利得合成部 6 2 において得られる復調信号を出力する旨の信号を選択合成／等利得合成選択部 3 3 に出力する。一方、推定値電力比  $P_R$  が前記電力比しきい値よりも大きい場合、当該電力比比較部 3 1 b は、信号選択部 6 1 において、2 つの受信信号電力  $P_A$ 、 $P_B$  のうち値が大きい方の受信信号電力  $P_A$ 、 $P_B$  に対応する復調信号を選択する旨の信号を選択合成／等利得合成選択部 3 3 に出力する。

選択合成／等利得合成選択部 3 3 は電力比比較部 3 1 b から入力された信号に基づいて、第 1 OFDM 復調部 1 5 b および第 2 OFDM 復調部 2 5 b からの復調信号に対して、何れかの復調信号を選択して出力する（選択方式のダイバーシチ）か、あるいは、双方の復調信号を等利得で合成して得られた復調信号を出力する（等利得合成方式のダイバーシチ）かを選択する。

つまり、選択合成／等利得合成選択部 3 3 は、電力比比較部 3 1 b の出力に基づき、第 1 復調部 4 6 からの単独出力、第 2 復調部 5 6 からの単独出力、第 1 復調部 4 6 の出力と第 2 復調部 5 6 の出力を等利得で合成して得られる合成出力のうちのいずれかを出力する。

すなわち、選択合成／等利得合成選択部 3 3 の出力である選択合成／等利得合成信号は、搬送波成分ごとに、受信信号電力比  $P_R$  に応じて、等利得合成ダイバーシチによって得られた復調信号、または受信信号に対応する 2 つの復調信号のうちのいずれか一方を選択することによって得られた復調信号のいずれか一方の復調信号を適応的に選択して得られる復調信号であり、2 つの復調経路 A、B によるダイバーシチ効果によって誤り率が減少した信号となる。

このように本実施の形態 3 におけるダイバーシチ受信装置によれば、各アンテナ 1 1、2 1 から受信される信号の電力レベルを調整する制御信号をもとに、適応合成ダイバーシチを行なうように構成したので、2

つの受信信号の受信電力レベルが異なる場合であっても、ダイバーシチ効果の減少を抑えて合成することが可能となる。また、当該ダイバーシチ受信装置の受信性能を向上することができる。さらに、2つの受信信号の受信電力レベルが異なる場合であっても、ダイバーシチ効果の減少を抑えて合成することが可能となり、受信装置の受信性能を向上することができる。

なお、本実施の形態3においては、上述のように2つの電力制御信号から各々の信号に対応する受信信号電力を演算し、当該受信信号電力に基づいて電力比比較部31bから信号を出力させたが、電力制御信号をそのまま使用して電力比比較部31bから信号を出力させても良い。このとき、前述のように、アンテナ出力の信号電力が小さいほど電力制御信号は大きくなるため、電力制御信号が大きいほどCNRは小さいと考える必要がある。従って、電力制御信号の比を求める際には、当該電力制御信号に対応する値の逆数の比を求め、当該逆数の比に基づいて適応合成ダイバーシチを行なう。また、信号選択部62の出力を選択合成／等利得合成信号として用いる場合には、2つの電力制御信号のうち、小さい方の電力制御信号に対応するOFDM復調15b、25bにおける復調部46、56の出力を選択する必要がある。

#### 20 実施の形態4.

実施の形態3におけるダイバーシチ受信装置では、各アンテナ11、21から受信される受信信号の電力レベルを求め、当該電力レベルに基づいてOFDMシンボルごとに適応合成ダイバーシチを行なうように構成していた。実施の形態4におけるダイバーシチ受信装置では、各アンテナ11、21から受信される信号の電力レベルと、各搬送波における伝送路推定結果に対応する信号電力をもとに適応合成ダイバーシチを行なう場合について説明する。

図7は、実施の形態4におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図7において、第1 OFDM復調部15c、第2 OFDM復調部25c、電力比比較部31c、第1推定値電力演算部44から電力比比較部31cへの出力接続、および第2推定値電力演算部54から電力比比較部31cへの出力接続以外の構成は、図6（実施の形態3）と同様である。また、第1推定値電力演算部44から電力比比較部31cへの出力接続、および第2推定値電力演算部54から電力比比較部31cへの出力接続は、図1（実施の形態1）と同様である。

次に、動作について説明する。なお、以下の説明においては、実施の形態1乃至実施の形態3で示した構成と同様の構成については説明を省略する。

電力比比較部31cは、第1ゲイン検出部47から出力された第1電力制御信号、第2ゲイン検出部57から出力された第2電力制御信号、第1推定値電力演算部44から出力された第1推定値電力、第2推定値電力演算部54から出力された第2推定値電力、および所定のしきい値を入力とする。なお、本実施の形態4では、当該所定のしきい値を実施の形態1乃至実施の形態3と同様に電力比しきい値と記載する。

電力比比較部31cは、第1推定値電力に乗じる係数を第1電力制御信号に基づいて演算する。同様に、第2推定値電力に対する係数を第1電力制御信号に基づいて演算する。そして、第1推定値電力または第2推定値電力のうち、どちらの推定値電力が大きいかを判定する。さらに、各推定値電力に係数を乗算した乗算結果のうち、値の大きい乗算結果を値の小さい乗算結果で除して得られる除算結果と電力比しきい値とを比較し、当該比較の結果に対応する信号を搬送波毎に選択合成／等利得合成選択部33に出力する。

選択合成／等利得合成選択部33は、電力比比較部31cから入力さ

れた信号に応じて、第1 OFDM復調部15cおよび第2 OFDM復調部25cからの復調信号のうち、何れかの復調信号を選択して出力する（選択方式のダイバーシチ）か、あるいは、双方の復調信号を等利得で合成して得られた復調信号を出力する（等利得合成方式のダイバーシチ）かを選択する。

ここで、第1推定値電力演算部44の出力または第2推定値電力演算部54の出力に乗じる係数について説明する。前述のように、第1受信信号および第2受信信号における雑音電力差が大きいとダイバーシチ効果が減少する。そして、ダイバーシチ効果の減少を抑えるためには、ゲイン調整前の受信信号電力の比を考慮して適応合成ダイバーシチを行なうことが有効である。

第1アンテナ11で受信した信号の電力、第2アンテナ21で受信した信号の電力、第1アンテナ11の受信信号に対するゲイン調整量、第2アンテナ21の受信信号に対するゲイン調整量、ある搬送波成分に対する第1推定値電力演算部44の出力、および、前記したある搬送波成分に対する第2推定値電力演算部54の出力の間には、次の数式6の関係が近似的に成立する。

$$\frac{P_A}{P_B} = \frac{G_B x_A}{G_A x_B} \quad \dots (6)$$

20

なお、 $P_A$ は第1アンテナ11で受信した信号の電力、 $P_B$ は第2アンテナ21で受信した信号の電力、 $G_A$ は第1アンテナ11の受信信号に対するゲイン調整量、 $G_B$ は第2アンテナ21の受信信号に対するゲイン調整量、 $x_A$ はある搬送波成分に対する第1推定値電力演算部44の出力、 $x_B$ は第2推定値電力演算部54の出力である。

25

従って、第1推定値電力演算部44の出力に対する第1AGC部13

によるゲインの調整は、第1推定値電力演算部44の出力に対して $G_b$ に比例した係数を乗算すればよいことがわかる。同様に、第2推定値電力演算部54の出力に対する第2AGC部23によるゲインの調整は、第2推定値電力演算部54の出力に対して $G_A$ に比例した係数を乗算すればよい。

電力比比較部31cは、上記した係数を乗算された各推定値電力に基づいて、例えば数式4および数式5による判定を行う。

選択合成／等利得合成選択部33は、電力比比較部31cからの出力に基づいて、第1復調信号、第2復調信号、または第1復調信号と第2復調とを等利得で合成して得られる復調信号のうちのいずれかを出力する。

したがって、選択合成／等利得合成選択部33の出力は、2つのアンテナ11、21で受信した信号の電力比、およびゲインを調整した後の受信信号において伝送路の特性の推定を行なった結果に対応する電力比に応じて、適応合成ダイバーシチを行なうことによって得られた信号となる。

このように本実施の形態4では、各アンテナ11、21から受信される信号の電力レベルを調整する電力制御信号、および各搬送波成分に対する伝送路の特性を推定した結果に対応する電力値をもとに、適応合成ダイバーシチを行なうように構成したので、2つの受信信号の受信電力レベルが異なる場合であっても、ダイバーシチ効果の減少を抑えつつ搬送波ごとに合成することが可能となり、受信装置の受信性能を向上することができる。

実施の形態5.

実施の形態4では、各アンテナ11、21から受信される信号の電力レベルと、各搬送波において伝送路の特性を推定した結果に対応する信

号電力をもとに適応合成ダイバーシチを行なう場合の構成を示した。実施の形態5では、各アンテナ11、21から受信される信号の電力レベルと、各搬送波の信号電力をもとに適応合成ダイバーシチを行なう場合について説明する。

- 5 図8は、実施の形態5におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図8において、第1 OFDM復調部15d、第2 OFDM復調部25d、電力比比較部31d、第1搬送波電力演算部45、第2搬送波電力演算部55、第1推定値電力演算部44から電力比比較部31dへの出力接続が無いこと、および第2推定値電力演算部54から電力比比較部31dへの出力接続が無いこと以外の構成は、図7（実施の形態4）の構成と同様である。また、第1搬送波電力演算部45、第2搬送波電力演算部55については、図5（実施の形態2）と同様である。

- 15 以下、本実施の形態5におけるダイバーシチ受信装置の動作について説明する。なお実施の形態1乃至実施の形態4で示した構成と同様の構成については説明を省略する。

電力比比較部31dは、第1ゲイン検出部47から出力される第1電力制御信号、第2ゲイン検出部57から出力される第2電力制御信号、第1搬送波電力演算部45から出力される第1搬送波電力、第2搬送波電力演算部55から出力される第2搬送波電力、および、所定のしきい値を入力とする。なお、以下、本実施の形態5の説明においては、上記した各電力の値から得られた電力比と比較される所定のしきい値を、実施の形態1乃至実施の形態4と同様に電力比しきい値と記載する。

- 25 電力比比較部31dは、第1電力制御信号に基づいて決定される係数を第1搬送波電力に乗算する。また、第2電力制御信号に基づいて決定される係数を第2搬送波電力に乗算する。さらに、第1搬送波電力および第2搬送波電力のそれぞれに対応する乗算の結果のうち、いずれの乗

算結果が大きいかを判定した後、値が大きい方の乗算結果を値の小さい乗算結果で除した除算結果と前記電力比しきい値とを比較して、当該比較の結果に対応する信号を搬送波毎に選択合成／等利得合成選択部 33へと出力する。なお、前記係数は実施の形態 5 において説明したのと同様に決定すればよい。具体的には、推定値電力演算部 44、54 の出力を搬送波電力演算部 45、55 の出力と同様に扱うことにより前記係数を求めればよい。

選択合成／等利得合成選択部 33 は、電力比比較部 31d から入力された信号に基づいて、第 1 OFDM 復調部 15 および第 2 OFDM 復調部 25 からの復調信号に対して、何れかの復調信号を選択して出力する（選択方式のダイバーシチ）か、あるいは、双方の復調信号を等利得で合成して得られた復調信号を出力する（等利得合成方式のダイバーシチ）かを選択する。

電力比比較部 31d では、各搬送波電力演算部 45、55 のから出力された搬送波電力に係数を乗算した結果をもとに、例えば数式 4 および数式 5 による判定を行う。

選択合成／等利得合成選択部 33 は、電力比比較部 31d の出力をもとに、第 1 復調信号、第 2 復調信号、または第 1 復調信号と第 2 復調信号とを等利得で合成した復調信号のうち、いずれかを出力する。

したがって、選択合成／等利得合成選択部 33 の出力は、2 つのアンテナ 11、21 で受信した信号の電力比とゲイン調整後の受信信号の搬送波電力比に応じて、等利得合成方式によるダイバーシチと選択方式によるダイバーシチとを搬送波成分ごとに適応的に切り替えて出力した信号となる。

このように本実施の形態 5 では、各アンテナから受信される信号の電力レベルを調整するの制御信号およびフーリエ変換後の搬送波成分の電力値をもとに適応合成ダイバーシチを行なうように構成したので、2 つ

の受信信号の受信電力レベルが異なる場合であっても、ダイバーシチ効果の減少を抑えつつ搬送波ごとに合成することが可能となり、受信装置の受信性能を向上することができ、伝送路推定時の推定誤差の影響を受けることなく適応合成ダイバーシチを行なうことが可能となり、受信装置の受信性能を向上することができる。

#### 実施の形態 6.

実施の形態 5 では、各アンテナ 1 1、2 1 から受信される信号の電力レベルと、各搬送波の信号電力をもとに適応合成ダイバーシチを行なう場合を示した。実施の形態 6 では、各アンテナ 1 1、2 1 から受信される信号の電力レベルをもとに電力比比較部におけるしきい値を適応的に変更し、当該しきい値と推定値電力の値をもとに適応合成ダイバーシチを行なう場合について説明する。

図 9 は、実施の形態 6 におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図 9 において、電力比比較部 3 1 e、ゲイン検出部 4 7、5 7 と電力比比較部 3 1 e との間に設けられたしきい値変換テーブル部 3 2、およびしきい値変換テーブル部 3 2 から電力比しきい値が電力比比較部 3 1 e に出力されること以外については、図 8（実施の形態 5）と同様の構成である。なお、図 9 中の第 1 OFDM 復調部 1 5 e および第 2 OFDM 復調部 2 5 e は、図 7（実施の形態 4）に記載の第 1 OFDM 復調部 1 5 c および第 2 OFDM 復調部 2 5 c と同様の構成である。

以下、本実施の形態 6 におけるダイバーシチ受信装置の動作について説明する。なお、実施の形態 1 乃至実施の形態 5 で示した構成と同様の構成については説明を省略する。

しきい値変換テーブル部 3 2 は、第 1 ゲイン検出部 4 7 から出力された第 1 電力制御信号および第 2 ゲイン検出部 5 7 から出力された第 2 電



力制御信号に基づいて、電力比しきい値を出力する。すなわち、実施の形態 1 乃至実施の形態 5 においては電力比しきい値を予め決めていたが、本実施の形態 6 においては、しきい値変換テーブル部 3 2 が、第 1 電力制御信号および第 2 電力制御信号に基づいて電力比しきい値を出力する。

電力比しきい値は、前記した数式 6 より、当該電力比しきい値に第 1 電力制御信号と第 2 電力制御信号との比を乗じることで決定される。したがって、しきい値変換テーブル部 3 2 には、電力比しきい値と、第 1 電力制御信号と第 2 電力制御信号との比とを乗算した結果を予め格納しておけばよい。

電力比比較部 3 1 e は、第 1 推定値電力、第 2 推定値電力、および、電力比しきい値が入力され、第 1 推定値電力および第 2 推定値電力のうちのどちらが大きいかを判定する。さらに、前記した 2 つの推定値電力のうち、値の大きい推定値電力を値の小さい推定値電力で除した除算結果と、しきい値変換テーブル部 3 2 から入力された電力比しきい値とを比較し、当該比較の結果に対応する信号を搬送波毎に選択合成／等利得合成選択部 3 3 へと出力する。

選択合成／等利得合成選択部 3 3 は、電力比比較部 3 1 e の出力に基づいて、第 1 OFDM 復調部 1 5 e および第 2 OFDM 復調部 2 5 e からの復調信号に対して、何れかの復調信号を選択して出力する（選択方式のダイバーシチ）か、あるいは、双方の復調信号を等利得で合成して得られた復調信号を出力する（等利得合成方式のダイバーシチ）かを選択する。

すなわち、選択合成／等利得合成選択部 3 3 は、電力比比較部 3 1 e の出力に応じて、第 1 復調信号、第 2 復調信号、または第 1 復調信号と第 2 復調信号とを等利得で合成した復調信号のうちのいずれかを出力する。

従って、選択合成／等利得合成選択部 33 の出力は、搬送波成分ごとに 2 つの受信信号の伝送路の特性を推定した値に対応する電力の比に応じて、各復調経路 A、B に対応する復調信号のうち、いずれか一方を選択して得られた復調信号、または各復調経路 A、B に対応する復調信号を等利得合成した復調信号のいずれか一方の復調信号を適応的に選択して得られる復調信号であり、2 つの復調経路 A、B によるダイバーシチ効果によって誤り率が減少した信号となる。

このように本実施の形態 6 では、各アンテナ 11、21 から受信される信号の電力レベルをもとに適応合成ダイバーシチに使用する電力比しきい値を適応的に変更し、当該電力比しきい値と伝送路特性の推定を行なった結果に対応する電力値をもとに適応合成ダイバーシチを行うように構成したので、伝送路推定結果の電力値を電力制御信号によって補正する際に必要となる乗算回路が不要となり、受信電力レベルの差異によるダイバーシチ効果の減少を抑えつつ搬送波ごとにダイバーシチ合成する受信装置を小規模な回路で実現することができるという効果がある。

#### 実施の形態 7.

実施の形態 6 では、各アンテナ 11、21 から受信される信号の電力レベルをもとに電力比比較部におけるしきい値を適応的に変更し、当該しきい値と推定値電力の値をもとに適応合成ダイバーシチを行なう場合を示した。実施の形態 7 では、実施の形態 6 と同様な場合における他の例について説明する。

図 10 は、本実施の形態 7 におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。

図 10 において、電力比比較部 31f、第 1 搬送波電力演算部 45、第 2 搬送波電力演算部 55、第 1 推定値電力演算部 44 から電力比比較部 31f への出力接続が無いこと、および第 2 推定値電力演算部 54 か

ら電力比比較部 3 1 f への出力接続が無いこと以外については、図 9（実施の形態 6）に示したものと同様である。また、第 1 搬送波電力演算部 4 5、第 2 搬送波電力演算部 5 5 は図 5（実施の形態 2）と同様である。なお、図 1 0 中の第 1 O F D M 復調部 1 5 f および第 2 O F D M 復調部 2 5 f は、図 8（実施の形態 5）で説明した第 1 O F D M 復調部 1 5 d および第 2 O F D M 復調部 2 5 d と同様の構成である。

次に、動作について説明する。なお、実施の形態 1 乃至実施の形態 6 で示したものと同様の動作については説明を省略する。

しきい値変換テーブル部 3 2 は、実施の形態 6 において説明したのと同様に、第 1 電力制御信号および第 2 電力制御信号をもとに、電力比しきい値を決定して電力比比較部 3 1 f に出力する。

電力比比較部 3 1 f は、第 1 搬送波電力演算部 4 5 から出力される第 1 搬送波電力、および、第 2 搬送波電力演算部 5 5 から出力される第 2 搬送波電力から、両搬送波電力のうちのどちらが大きいかを判定する。さらに、前記した 2 つの搬送波電力のうち、値の大きい搬送波電力を値の小さい搬送波電力で除算した除算結果と、しきい値変換テーブル部 3 2 から入力された電力比しきい値とを比較して、当該比較の結果に対応する信号を搬送波毎に選択合成／等利得合成選択部 3 3 へと出力する。

選択合成／等利得合成選択部 3 3 は、電力比比較部 3 1 f から入力された信号に基づいて、第 1 O F D M 復調部 1 5 f および第 2 O F D M 復調部 2 5 f からの復調信号のうち、何れかの復調信号を選択して出力する（選択方式のダイバーシチ）か、あるいは、双方の復調信号を等利得で合成して得られた復調信号を出力する（等利得合成方式のダイバーシチ）かを選択する。

つまり、選択合成／等利得合成選択部 3 3 は、電力比比較部 3 1 f の出力に基づき、第 1 復調部 4 6 からの単独出力、第 2 復調部 5 6 からの単独出力、第 1 復調部 4 6 の出力と第 2 復調部 5 6 の出力を等利得で合

成した合成出力のうちのいずれかを出力する。

従って、選択合成／等利得合成選択部 33 の出力は、搬送波成分ごとに 2 つの受信信号の電力比に応じて、各復調経路 A、B に対応する復調信号のうち、いずれか一方を選択して得られた復調信号、または、各復調経路 A および B に対応する復調信号を等利得合成した復調信号のいずれか一方の復調信号を適応的に選択して得られる復調信号であり、2 つの復調経路 A、B によるダイバーシチ効果によって誤り率が減少した信号となる。

このように本実施の形態 7 では、各アンテナ 11、21 から受信される信号の電力レベルをもとに適応合成ダイバーシチに使用する電力比しきい値を適応的に変更し、当該電力比しきい値と各搬送波電力をもとに適応合成ダイバーシチを行なうように構成したので、各搬送波の電力値を電力制御信号によって補正する際に必要となる乗算回路が不要となり、受信電力レベルの差異によるダイバーシチ効果の減少を抑えつつ、搬送波ごとにダイバーシチ合成する受信装置を小規模な回路で実現することができる。また、フーリエ変換後の搬送波成分の電力値を利用して適応合成ダイバーシチを行なうように構成したので、伝送路推定時の推定誤差の影響を受けることなく当該適応合成ダイバーシチを行なうことが可能となり、受信装置の受信性能を向上することができる。

20

実施の形態 8.

実施の形態 7 では、各アンテナ 11、21 から受信される信号の電力レベルをもとに電力比比較部におけるしきい値を適応的に変更し、当該しきい値と各搬送波の信号電力をもとに適応合成ダイバーシチを行なう場合を示した。実施の形態 8 では、実施の形態 6 に示した電力レベルおよび推定値電力  $P_{\text{。}}$  に加えて、各復調部 46、56 から出力された復調信号に対して誤り訂正をした結果得られる誤り数も考慮して適応合成

25

ダイバーシチを行なう場合について説明する。

一般に、誤り訂正符号としてリードソロモン符号を使用している信号に対しては、受信装置の誤り訂正部においてリードソロモン復号器が必要となる。リードソロモン復号器は、受信したデータパケットに付加されているパリティを用いて、当該受信信号の誤り訂正を行なって、受信したデータを再生する。パリティは受信データ系列中の所定数のデータ毎に挿入されており、当該パリティと所定数のデータとによってデータパケットが構成される。そして、リードソロモン復号器はデータパケット毎に誤り訂正を行なう。

ところで、パリティによって訂正できる限界以上の誤りがあった場合、リードソロモン復号器においては、誤り訂正を行なうことができなくなるが、誤り訂正の際の、当該誤り訂正が不可能であったデータパケットの数を計数することができる。したがって、リードソロモン復号器からは、復調出力に加えて一定時間ごとに訂正不可能であったパケットの数も出力させることができ、本実施の形態では、その訂正不可能であったパケットの数を利用する。なお、以下の説明においては、訂正不可能であったパケットの数を、訂正不可能パケット数 $N_{\text{。}}$ と記載する。また、誤り数と訂正不可能パケット数とは同様の意味とする。

図11は、本実施の形態8におけるダイバーシチ受信装置を表すブロック図である。本実施の形態8におけるダイバーシチ受信装置は、訂正不可能パケット数を利用して適応合成ダイバーシチを行なうべく、合成前誤り訂正部63、64を各復調部46、56の後段に備える。図12は、図11における合成前誤り訂正部63、64の構成を示すブロック図であり、図12中のカウンタ66は、リードソロモン復号器から出力される訂正不可能パケット数の計数を行なう。

第1合成前誤り訂正部63におけるリードソロモン復号器65は、第1復調部46から出力された第1復調信号に対して誤り訂正を行ない、

当該誤り訂正に伴って発生する所定の時間内の訂正不可能パケット数  $N_{e,p\_A}$  に対応する信号（以下、訂正不可能信号と記載する。）を出力する。カウンタ 66 は、訂正不可能信号に基づいて、第 1 復調信号における訂正不可能パケット数  $N_{e,p\_A}$  を演算し、当該演算の結果に対応する

5 信号を電力比比較部 31g に出力する。

第 2 合成前誤り訂正部 64 においても同様に、リードソロモン復号器 65 は、第 2 復調部 46 から出力された第 2 復調信号に対して誤り訂正を行ない、訂正不可能信号を出力する。カウンタ 66 は、訂正不可能信号に基づいて、第 2 復調信号における訂正不可能パケット数  $N_{e,p\_B}$  を

10 演算し、当該演算の結果に対応する信号を電力比比較部 31g に出力する。なお、以下の本実施の形態 8 における説明では、第 1 合成前誤り訂正部 63 から出力される訂正不可能信号を第 1 訂正不可能信号とも記載し、第 2 合成前誤り訂正部 64 から出力される訂正不可能信号を第 2 訂正不可能信号とも記載する。また、第 1 復調信号における前記訂正不可能パケット数  $N_{e,p\_A}$  を第 1 の訂正不可能パケット数  $N_{e,p\_A}$  と記載し、

15 第 2 復調信号における前記訂正不可能パケット数  $N_{e,p\_B}$  を第 2 の訂正不可能パケット数  $N_{e,p\_B}$  と記載する。

電力比比較部 31g は、第 1 ゲイン検出部 47 から出力された第 1 電力制御信号、第 2 ゲイン検出部 57 から出力された第 2 電力制御信号、

20 第 1 推定値電力演算部 44 から出力された第 1 推定値電力  $P_{e,s\_A}$ 、第 2 推定値電力演算部 54 から出力された第 2 推定値電力  $P_{e,s\_B}$ 、第 1 訂正不可能信号、および、第 2 訂正不可能信号が入力される。

また、電力比比較部 31g には、第 1 電力制御信号と第 2 電力制御信号とに対応する第 1 のしきい値  $Th_1$ 、第 1 訂正不可能信号と第 2 訂正不可能信号とに対応する第 2 のしきい値  $Th_2$ 、および、第 1 推定値電力  $P_{e,s\_A}$  と第 2 推定値電力  $P_{e,s\_B}$  とに対応する第 3 のしきい値  $Th_3$  も

25 予め入力される。

図 1 3 は、図 1 1 のダイバーシチ受信装置における電力比比較部 3 1 g の動作の一例を示すフローチャートである。

図 1 1 の電力比比較部 3 1 g では、入力される第 1 電力制御信号から第 1 受信信号の平均電力が演算され、第 2 電力制御信号から第 2 受信信号の平均電力が演算される (S 1)。そして、2 つの平均電力の差分  $\Delta P$  が演算され (S 2)、差分  $\Delta P$  と第 1 のしきい値  $Th_1$  とが比較される (S 3)。

当該比較の結果、平均電力の差分  $\Delta P$  が、第 1 のしきい値  $Th_1$  よりも大きい場合 (S 4 : YES) には、第 1 訂正不可能信号に対応する第 1 の訂正不可能パケット数  $N_{p\_A}$  および第 2 訂正不可能信号に対応する第 2 の訂正不可能パケット数  $N_{p\_B}$  と、第 2 のしきい値  $Th_2$  とが各々比較される (S 5)。

ステップ S 5 の比較の結果、第 1 訂正不可能パケット数  $N_{p\_A}$  が第 2 のしきい値  $Th_2$  よりも小さく (S 6 : YES)、第 2 訂正不可能パケット数  $N_{p\_B}$  が第 2 のしきい値  $Th_2$  よりも大きい (S 7 : YES) と判断された場合、電力比比較部 3 1 g は選択合成／等利得合成選択部 3 3 の信号選択部 6 1 において第 1 の復調信号を選択する旨の信号を出力する (S 8)。

ステップ S 5 の比較の結果、第 1 の訂正不可能パケット数  $N_{p\_A}$  が第 2 のしきい値  $Th_2$  よりも大きく (S 6 : NO かつ S 9 : YES)、第 2 の訂正不可能パケット数  $N_{p\_B}$  が第 2 のしきい値  $Th_2$  よりも小さい (S 10 : YES) と判断された場合、電力比比較部 3 1 g は、選択合成／等利得合成選択部 3 3 の信号選択部 6 1 において第 2 の復調信号を選択する旨の信号を出力する (S 11)。

すなわち、ステップ S 5 乃至 S 11 において、第 1 訂正不可能信号に対応する訂正不可能パケット数  $N_{p\_A}$  または第 2 訂正不可能信号に対応する訂正不可能パケット数  $N_{p\_B}$  のうち、いずれか一方のみが第 2

のしきい値  $Th_2$  よりも大きいと判断された場合には、当該第2のしきい値  $Th_2$  よりも小さい訂正不可能パケット数を含む復調信号を出力する旨の信号が電力比比較部 31g から選択合成／等利得合成選択部 33 へと出力される。

- 5 一方、それ以外の場合、すなわち、平均電力の差分  $\Delta P$  が第1のしきい値  $Th_1$  以下の場合 (S4: NO)、2つの訂正不可能パケット数  $N_{op\_A}$ 、 $N_{op\_B}$  のいずれもが第2のしきい値よりも小さい場合 (S7: NO)、または、2つの訂正不可能パケット数  $N_{op\_A}$ 、 $N_{op\_B}$  のいずれもが第2のしきい値よりも大きい場合 (S10: NO) には、電力比
- 10 比較部 31g は、以下の数式7に示すように、第1推定値電力  $P_{es\_A}$  および第2推定値電力  $P_{es\_B}$  から推定値電力比  $P_{es\_R}$  を求める。

$$P_{es\_R} = \frac{\max[P_{es\_A}, P_{es\_B}]}{\min[P_{es\_A}, P_{es\_B}]} \quad \dots (7)$$

- 15 但し、数式7において、関数  $\max[X1, X2]$  は、 $X1$  と  $X2$  のうちの大きいほうを選択して出力する関数であり、関数  $\min[X1, X2]$  は、 $X1$  と  $X2$  のうちの小さいほうを選択して出力する関数である。

- 具体的には、電力比比較部 31g は、例えば、第1推定値電力  $P_{es\_A}$  および第2推定値電力  $P_{es\_B}$  のうち、いずれの電力が大きいかを判定
- 20 し、値が大きい推定値電力を、値が小さい推定値電力で除して推定値電力比  $P_{es\_R}$  を得る。さらに、推定値電力比  $P_{es\_R}$  と第3のしきい値  $Th_3$  とを比較する (S12)。

- ステップ S12 の比較の結果、推定値電力比  $P_{es\_R}$  が第3のしきい値  $Th_3$  よりも小さい場合 (S13: YES) には、信号等利得合成部
- 25 62 において得られる合成復調信号を出力する旨の信号が、電力比比較部 31g から選択合成／等利得合成選択部 33 へと搬送波毎に出力され



る (S14)。

ステップS12の比較の結果、推定値電力比 $P_{\text{est}_R}$ が第3のしきい値 $Th_3$ 以上の場合 (S13:NO) には、信号選択部61において得られる選択復調信号を出力する旨の信号が、電力比比較部31gから選択合成／等利得合成選択部33へと搬送波毎に出力される (S15)。

選択合成／等利得合成選択部33は、電力比比較部31gから入力された信号に基づいて信号選択部61又は信号等利得合成部62において得られる復調信号を誤り訂正部34に出力する。

このように本実施の形態8では、電力レベル、推定値電力 $P_{\text{est}}$ に加えて、各復調部46、56から出力された復調信号の誤り訂正結果で得られる訂正不可能パケット数に基づいて適応合成ダイバーシチを行なうように構成したので、受信電力レベルの差異によるダイバーシチ効果の減少を抑えつつ搬送波ごとにダイバーシチ合成する受信装置を小規模な回路で実現することができる。

15

実施の形態9。

実施の形態8では、電力レベルおよび推定値電力 $P_{\text{est}}$ に加えて、各復調部46、56から出力された復調信号の誤り訂正結果で得られる誤り数も考慮して適応合成ダイバーシチを行なう場合について説明した。

20 実施の形態9では、電力レベルおよび推定値電力 $P_{\text{est}}$ に加えて、第1復調部46から出力された第1復調信号または第2復調部56から出力された第2復調信号のいずれか一方の復調信号を誤り訂正することによって得られる誤り数 (訂正不可能パケット数) と、選択合成／当利得合成選択部33から出力された信号を誤り訂正することによって得られる誤り数 (訂正不可能パケット数) とを利用して適応合成ダイバーシチを行なう場合について説明する。

25

図14は、本実施の形態9におけるダイバーシチ受信装置の構成を示

すブロック図である。なお、図 1 4 における合成前誤り訂正部 6 7 および誤り訂正部 3 4 の構成は、実施の形態 8 において説明した図 1 2 に記載の各合成前誤り訂正部 6 3、6 4 の構成と同様としてよい。また、以下の説明において、実施の形態 1 乃至実施の形態 8 において説明した構成と同様の部分については説明を省略する。

合成前誤り訂正部 6 7 は、第 1 復調部 4 6 から出力された第 1 復調信号の誤り訂正を行い、所定の時間内に得られた第 3 の訂正不可能パケット数  $N_{p\_pr}$  に対応する第 3 訂正不可能信号を電力比比較部 3 1 h に出力する。また、誤り訂正部 3 4 は、選択合成／等利得合成信号の誤り訂正を行い、第 4 の訂正不可能パケット数  $N_{p\_r}$  に対応する第 4 訂正不可能信号を電力比比較部 3 1 h に出力する。

電力比比較部 3 1 h は、第 1 ゲイン検出部 4 7 から出力された第 1 電力制御信号、第 2 ゲイン検出部 5 7 から出力された第 2 電力制御信号、第 1 推定値電力演算部 4 4 から出力される第 1 の推定値電力、第 2 推定値電力演算部 5 4 から出力される第 2 の推定値電力、合成前誤り訂正部 6 7 から出力される第 3 訂正不可能信号、および誤り訂正部 3 4 から出力される第 4 訂正不可能信号がそれぞれ入力される。

また、電力比比較部 3 1 h には、第 1 電力制御信号と第 2 電力制御信号とに対応する第 1 のしきい値  $Th_1$ 、第 3 訂正不可能信号に対応する第 4 のしきい値  $Th_4$ 、第 4 誤り訂正不可能信号に対応する第 5 のしきい値  $Th_5$ 、および、第 1 の推定値電力と第 2 電力制御信号とに対応する第 6 のしきい値  $Th_6$  が予め入力される。

図 1 5 は、図 1 4 のダイバーシチ受信装置における電力比比較部 3 1 h の動作の一例を示すフローチャートである。

図 1 4 の電力比比較部 3 1 h では、入力される第 1 電力制御信号から第 1 受信信号の平均電力が演算されるとともに、第 2 電力制御信号から第 2 受信信号の平均電力が演算され (S 2 1)、2 つの平均電力の差分

$\Delta P$ が演算され(S22)、差分 $\Delta P$ と第1のしきい値 $Th_1$ とが比較される(S23)。

当該比較の結果、平均電力の差分 $\Delta P$ が、第1のしきい値 $Th_1$ よりも大きい場合(S24: YES)には、電力比比較部31hで、第3訂正不可能信号に対応する第3の訂正不可能パケット数 $N_{p\_pr}$ と第4のしきい値 $Th_4$ とが比較され、第4訂正不可能信号に対応する第4の訂正不可能パケット数 $N_{p\_b}$ と第5のしきい値 $Th_5$ とが各々比較される(S25)。

ステップS25の比較の結果、第3訂正不可能信号に対応する第3の訂正不可能パケット数 $N_{p\_pr}$ は第4のしきい値 $Th_4$ よりも小さく(S26: YES)、第5訂正不可能信号に対応する訂正不可能パケット数 $N_{p\_f}$ が第5のしきい値 $Th_5$ よりも大きい(S27: YES)と判断された場合には、電力比比較部31hは、さらに、ステップS21で得られた第1と第2の各受信信号の平均電力値を比較して、第1平均電力と第2平均電力の何れの平均電力が大きいかを判断する(S28)。

ステップS28で第1平均電力が第2平均電力よりも大きい場合(S28: YES)には、電力比比較部31hは、選択合成／等利得合成選択部33の信号選択部61において第1の復調信号を選択し、当該第1の復調信号を選択合成／等利得合成選択部33から出力する旨の信号を出力する(S29)。一方、ステップS28で、第1平均電力が第2平均電力以下の場合(S28: NO)、電力比比較部31hは、選択合成／等利得合成選択部33の信号選択部61において第2の復調信号を選択し、当該第2の復調信号を選択合成／等利得合成選択部33から出力する旨の信号を出力する(S30)。

すなわち、ステップS25乃至S30では、第3訂正不可能信号に対応する訂正不可能パケット数 $N_{p\_pr}$ が第4のしきい値 $Th_4$ よりも小さく、さらに、第4訂正不可能信号に対応する訂正不可能パケット数 $N$

5  $\rho_{pf}$  が第 5 のしきい値  $Th_5$  よりも大きいと判断された場合には、電力比比較部 31h は、第 1 の平均電力または第 2 の平均電力のうち、平均電力が大きい方を選択し、その選択された平均電力に対応する復調経路 A、B の何れかの復調信号を選択して出力する旨の信号が選択合成／等利得合成選択部 33 に出力される。

一方、それ以外の場合、すなわち、平均電力の差分  $\Delta P$  が第 1 のしきい値  $Th_1$  以下の場合 (S24: NO)、第 3 訂正不可能パケット数  $N_{p_{pr}}$  が第 4 のしきい値  $Th_4$  以上である場合 (S26: NO)、または、第 4 の訂正不可能パケット数  $N_{p_{pf}}$  が第 5 のしきい値以下である  
10 場合 (S27: NO) には、電力比比較部 31h は、実施の形態 8 の数式 7 に示すように、第 1 推定値電力  $P_{ss\_A}$  および第 2 推定値電力  $P_{ss\_B}$  から推定値電力比  $P_{ss\_R}$  を求め、推定値電力比  $P_{ss\_R}$  と第 6 のしきい値  $Th_6$  とを比較する (S32)。

ステップ S32 の比較の結果、推定値電力比  $P_{ss\_R}$  が第 6 のしきい  
15 値  $Th_6$  よりも小さい場合 (S33: YES) には、信号等利得合成部 62 において得られる復調信号を出力する旨の信号が、電力比比較部 31h から選択合成／等利得合成選択部 33 へと搬送波毎に出力される (S34)。

ステップ S32 の比較の結果、推定値電力比  $P_{ss\_R}$  が第 6 のしきい  
20 値  $Th_6$  以上である場合 (S33: NO) には、信号選択部 61 において得られる復調信号を出力する旨の信号が、電力比比較部 31h から選択合成／等利得合成選択部 33 へと搬送波毎に出力される (S35)。  
選択合成／等利得合成選択部 33 は、電力比比較部 31h から入力された信号に基づいて信号選択部 61 または信号等利得合成部 62 において  
25 得られる復調信号を誤り訂正部 34 に出力する。

このように本実施の形態 9 では、電力レベル、推定値電力  $P_{ss}$  に加えて、第 1 復調信号または第 2 復調信号のいずれか一方の復調信号の誤

り訂正結果から得られる第3の訂正不可能パケット数と、選択合成／当  
利得合成選択部33の出力信号の誤り訂正結果から得られる第4の訂正  
不可能パケット数とを利用して適応合成ダイバーシチを行なうように構  
成したので、受信電力レベルの差異によるダイバーシチ効果の減少を抑  
えつつ各復調経路A、Bの誤り数に応じた適応合成ダイバーシチを搬送  
波ごとに行うダイバーシチ受信装置を小規模な回路で実現することがで  
きる。

なお、実施の形態8および実施の形態9では、訂正不可能パケット数  
を利用する場合について説明したが、訂正不可能パケット数に代えて、  
当該訂正不可能パケット数を所定時間内のパケットで除算することによ  
って得られる訂正不可能パケット率（誤り率ともいう。）を利用すること  
もできる。

また、実施の形態1乃至実施の形態9では、復調経路が2系統の場合  
について説明したが、本発明はこれに限られるものではなく、3系統以  
上の復調経路を有するダイバーシチ受信装置で選択合成方式のダイバー  
シチと信号等利得合成方式のダイバーシチとを切り替える場合にも容易  
に適用することができる。

また、前記した実施の形態3乃至9においては、第1OFDM復調部  
および第2OFDM復調部の内部に、第1ゲイン検出部47および第2  
ゲイン検出部57を配置する場合について説明したが、第1ゲイン検出  
部47および第2ゲイン検出部57は各OFDM復調部の外部に配置し  
ても良い。

#### 産業上の利用可能性

以上のように、本発明のダイバーシチ受信方法では、選択方式のダイ  
バーシチと等利得合成方式のダイバーシチを各復調経路における受信信  
号に対応する電力に応じて搬送波成分ごとに適応的に切り替えるように

- したので、従来の選択合成方式のみを実施するダイバーシチ受信方法や、等利得合成方式のみを実施するダイバーシチ受信方法に比べて、ダイバーシチ効果を大きくすることが可能となり、受信性能を向上することができ、最大比合成方式のダイバーシチを実施する場合に比べて小規模
- 5    な回路でダイバーシチ効果の大きいダイバーシチ受信装置を実現することができる。

## 請 求 の 範 囲

1. 受信信号を復調して復調信号を出力する複数の復調経路と、

前記複数の復調経路のうち、一の復調経路における第1の受信信号に  
5 対応する第1の電力、および他の復調経路における第2の受信信号に  
対応する第2の電力に基づいて電力比を演算して、当該電力比と所定のし  
きい値とを比較する電力比比較部と、

前記複数の復調経路の各々から出力される前記復調信号のうち、いず  
れか1つの復調信号を選択して選択復調信号を出力する信号選択部と、

10 前記複数の復調経路の各々から出力される前記復調信号を所定の利得  
で合成して合成復調信号を出力する信号合成部と、

前記電力比比較部における前記比較の結果に応じて、前記選択復調信  
号または前記合成復調信号うち、いずれかの復調信号を出力する復調信  
号出力部とを備えるダイバーシチ受信装置。

15 2. 前記受信信号が複数の搬送波成分を含む信号であって、

前記復調信号出力部は、前記選択復調信号または前記合成復調信号の  
うち、いずれかの復調信号を前記搬送波成分ごとに出力することを特徴  
とする請求項1に記載のダイバーシチ受信装置。

3. 前記電力比比較部のしきい値は、複数の復調信号を等利得で合成  
20 して得られる復調信号の受信電力対雑音電力比と、前記複数の復調信号  
の各々に対応する前記受信電力対雑音電力比のうち、最大の受信電力対  
雑音電力比とが等しくなる条件において決定されることを特徴とする請  
求項1に記載のダイバーシチ受信装置。

4. 前記復調信号出力部は、前記電力比、および前記条件において決  
25 定されるしきい値に基づいて、

前記複数の復調信号を等利得で合成した合成復調信号または選択復調  
信号のいずれかの復調信号を出力することを特徴とする請求項3に記載

のダイバーシチ受信装置。

- 5 5. 前記信号選択部は、各復調経路から出力される復調信号に対応する受信電力対雑音電力比のうち、最大の受信電力対雑音電力比に対応する復調信号を選択することを特徴とする請求項3に記載のダイバーシチ受信装置。

6. 前記受信信号に含まれる基準信号に基づいて伝送路特性を推定した結果に対応する推定値電力を前記電力として出力する推定値電力演算部をさらに備えることを特徴とする請求項1に記載のダイバーシチ受信装置。

- 10 7. 前記受信信号はOFDM変調方式によって変調されたOFDM信号であって、

前記推定値電力演算部は、前記OFDM信号に含まれるパイロット信号を基準信号とすることを特徴とする請求項6に記載のダイバーシチ受信装置。

- 15 8. 前記受信信号は、OFDM変調方式によって変調されたOFDM信号であって、

前記OFDM信号をフーリエ変換して得られる搬送波成分に対応する搬送波電力を前記電力として出力する搬送波電力演算部をさらに備えることを特徴とする請求項1に記載のダイバーシチ受信装置。

- 20 9. 前記電力が所定の電力レベルとなるように調整するゲイン調整量に対応する電力制御信号を出力するゲイン検出部をさらに備えることを特徴とする請求項1に記載のダイバーシチ受信装置。

- 25 10. 前記受信信号に含まれる基準信号に基づいて伝送路特性を推定した結果に対応する推定値電力を前記電力として出力する推定値電力演算部をさらに備え、

前記電力比比較部は、前記ゲイン調整量に基づいて決定される係数を前記推定値電力に乗じた結果に基づいて比較を行うことを特徴とする請



求項 9 に記載のダイバーシチ受信装置。

1 1. 前記 OFDM 信号である受信信号をフーリエ変換して得られる搬送波成分に対応する搬送波電力を前記電力として出力する搬送波電力演算部をさらに備え、

5 前記電力比比較部は、ゲイン調整量に基づいて決定される係数を前記搬送波電力に乗じた結果に基づいて比較を行うことを特徴とする請求項 9 に記載のダイバーシチ受信装置。

1 2. 前記ゲイン調整量に基づくしきい値を予め格納し、前記電力比比較部に出力するしきい値変換テーブルを備えることを特徴とする請求  
10 項 1 0 または 1 1 に記載のダイバーシチ受信装置。

1 3. 前記電力が所定の電力レベルになるように調整するゲイン調整量に対応する電力制御信号を出力するゲイン検出部と、

前記受信信号に含まれる基準信号に基づいて伝送路特性を推定した結果に対応する推定値電力を前記電力として出力する推定値電力演算部と  
15 、

前記復調経路から出力された後、前記復調信号出力部に入力される前の復調信号を誤り訂正した結果得られる誤り数または誤り率を出力する合成前誤り訂正部とをさらに備え、

前記電力比比較部は、前記電力制御信号、前記推定値電力および前記  
20 誤り数または前記誤り率に基づいて、比較を行うことを特徴とする請求項 1 に記載のダイバーシチ受信装置。

1 4. 前記電力が所定の電力レベルとなるように調整するゲイン調整量に対応する電力制御信号を出力するゲイン検出部と、

前記受信信号に含まれる基準信号に基づいて伝送路特性を推定した結果に対応する推定値電力を前記電力として出力する推定値電力演算部と  
25 、

前記復調経路から出力された後、前記復調信号出力部に入力される前

の復調信号を誤り訂正した結果得られる誤り数または誤り率を出力する合成前誤り訂正部と、

前記復調信号出力部から出力された復調信号を誤り訂正した結果得られる誤り数または誤り率を出力する誤り訂正部とをさらに備え、

- 5 前記電力比比較部は、前記電力制御信号、前記推定値電力、前記合成前誤り訂正部から出力された誤り数または誤り率、および前記誤り訂正部から出力された誤り数または誤り率に基づいて、比較を行うことを特徴とする請求項1に記載のダイバーシチ受信装置。

- 10 15. 受信信号を復調して復調信号を出力する復調過程を複数含むダイバーシチ受信方法であって、

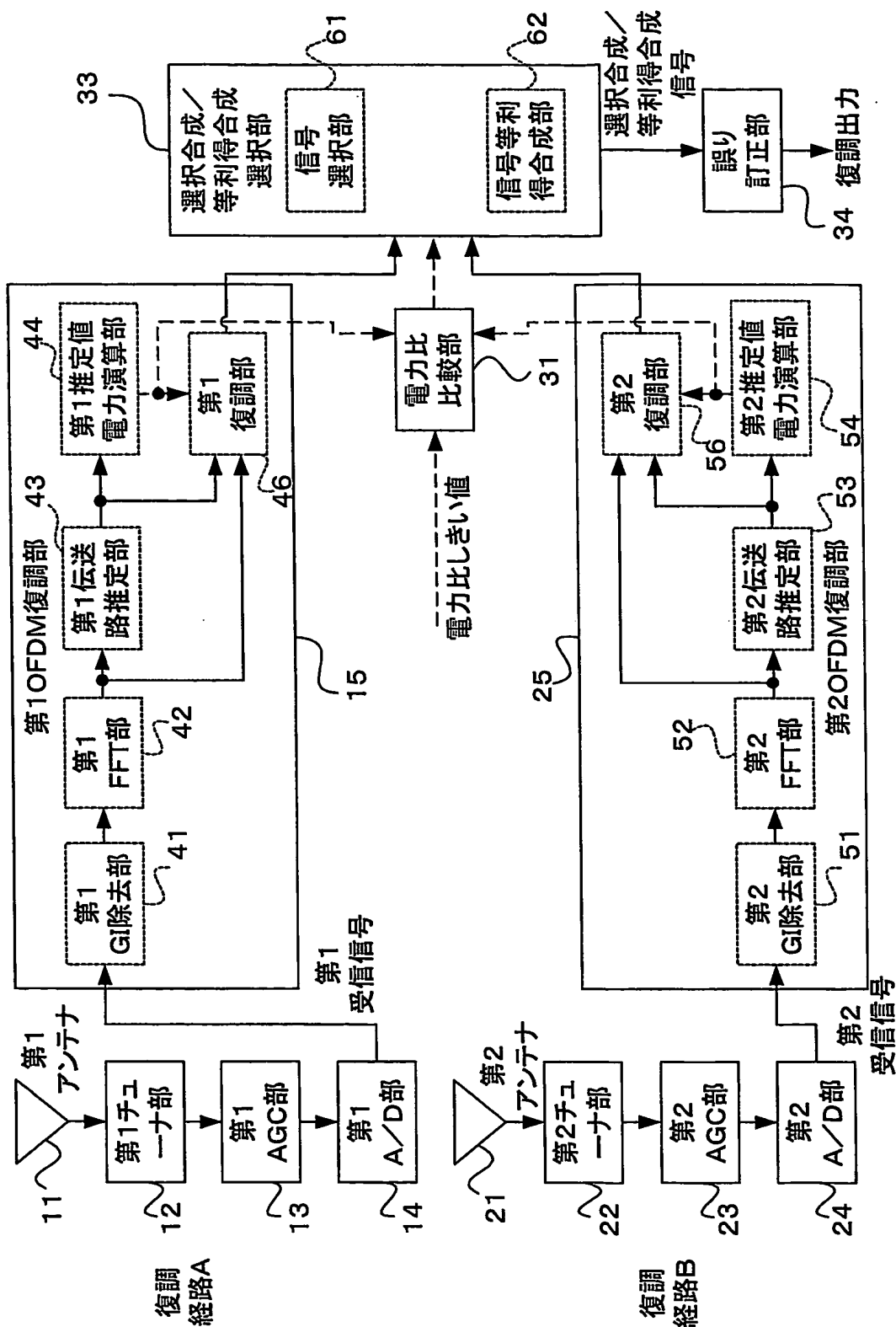
前記複数の復調過程のうち、一の復調過程における第1の受信信号に対応する第1の電力、および他の復調過程における第2の受信信号に対応する第2の電力に基づいて電力比を演算して、当該電力比と所定のしきい値とを比較する電力比比較過程と、

- 15 前記複数の復調過程の各々において出力される前記復調信号のうち、いずれか1つの復調信号を選択して選択復調信号を出力する信号選択過程と、

前記複数の復調過程の各々において出力される前記復調信号を所定の利得で合成して合成復調信号を出力する信号合成過程と、

- 20 前記電力比比較過程における前記比較の結果に応じて、前記選択復調信号または前記合成復調信号うち、いずれかの復調信号を出力する復調信号出力過程とを有することを特徴とするダイバーシチ受信方法。

図 1



2  
✕

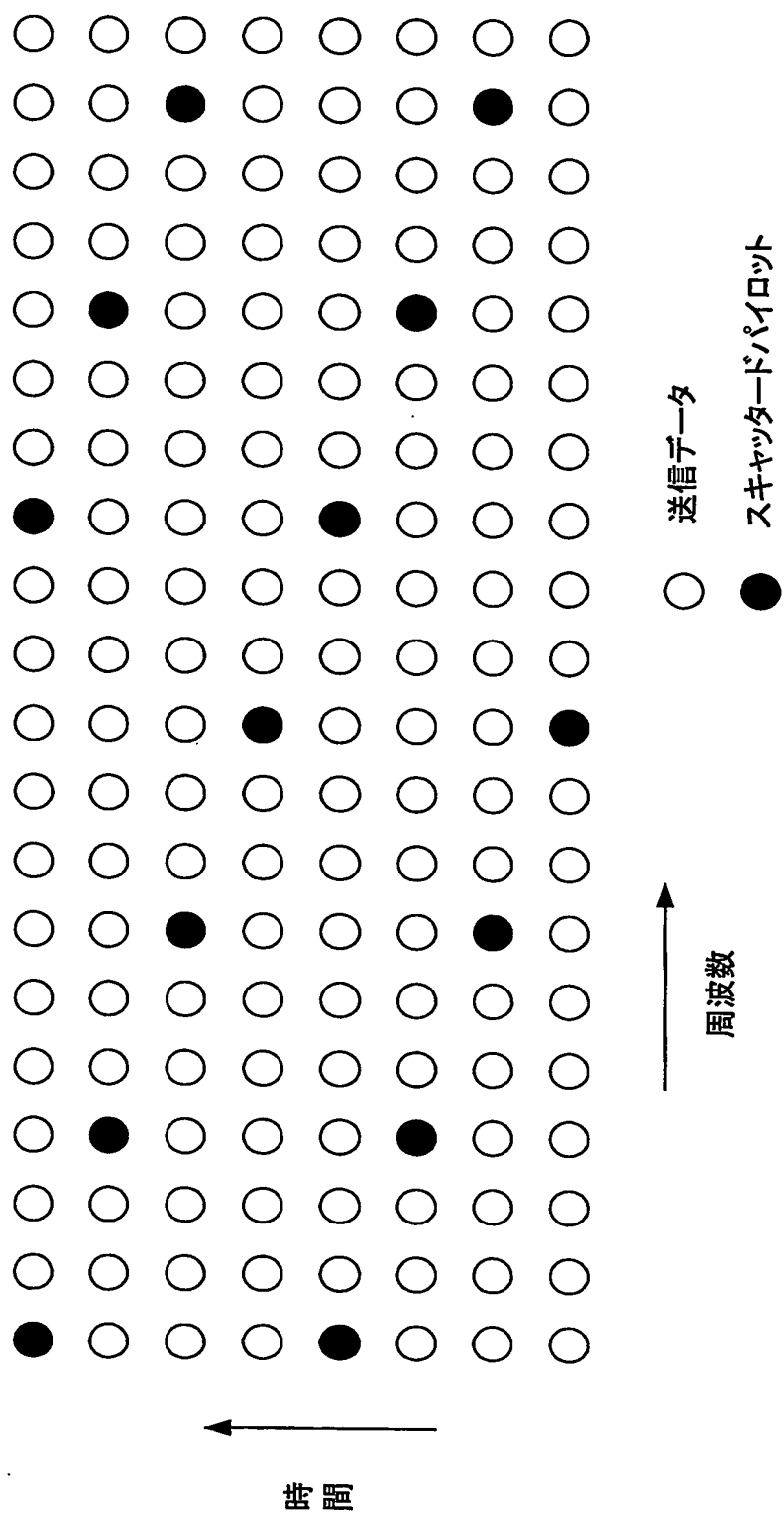


図 3

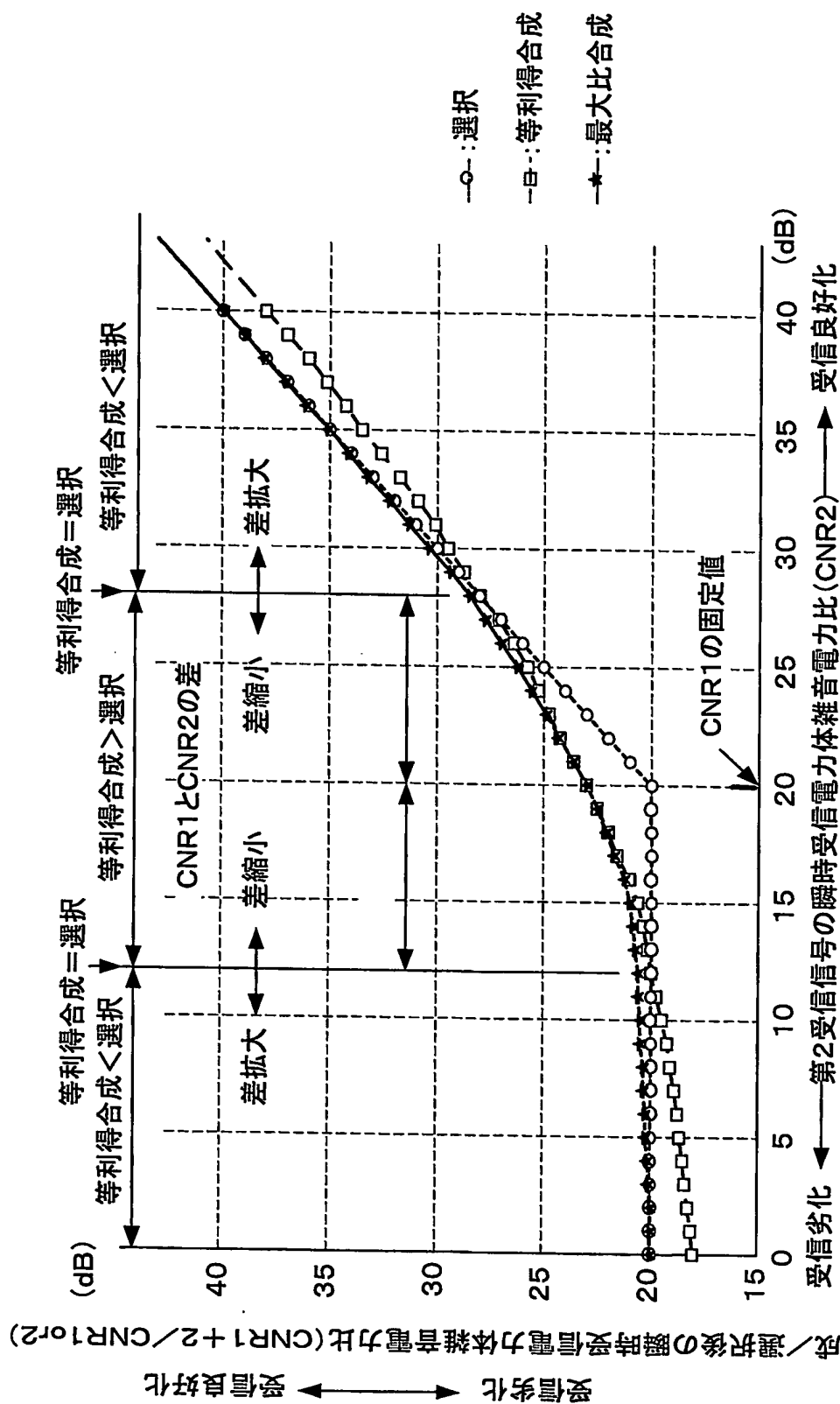


図 4

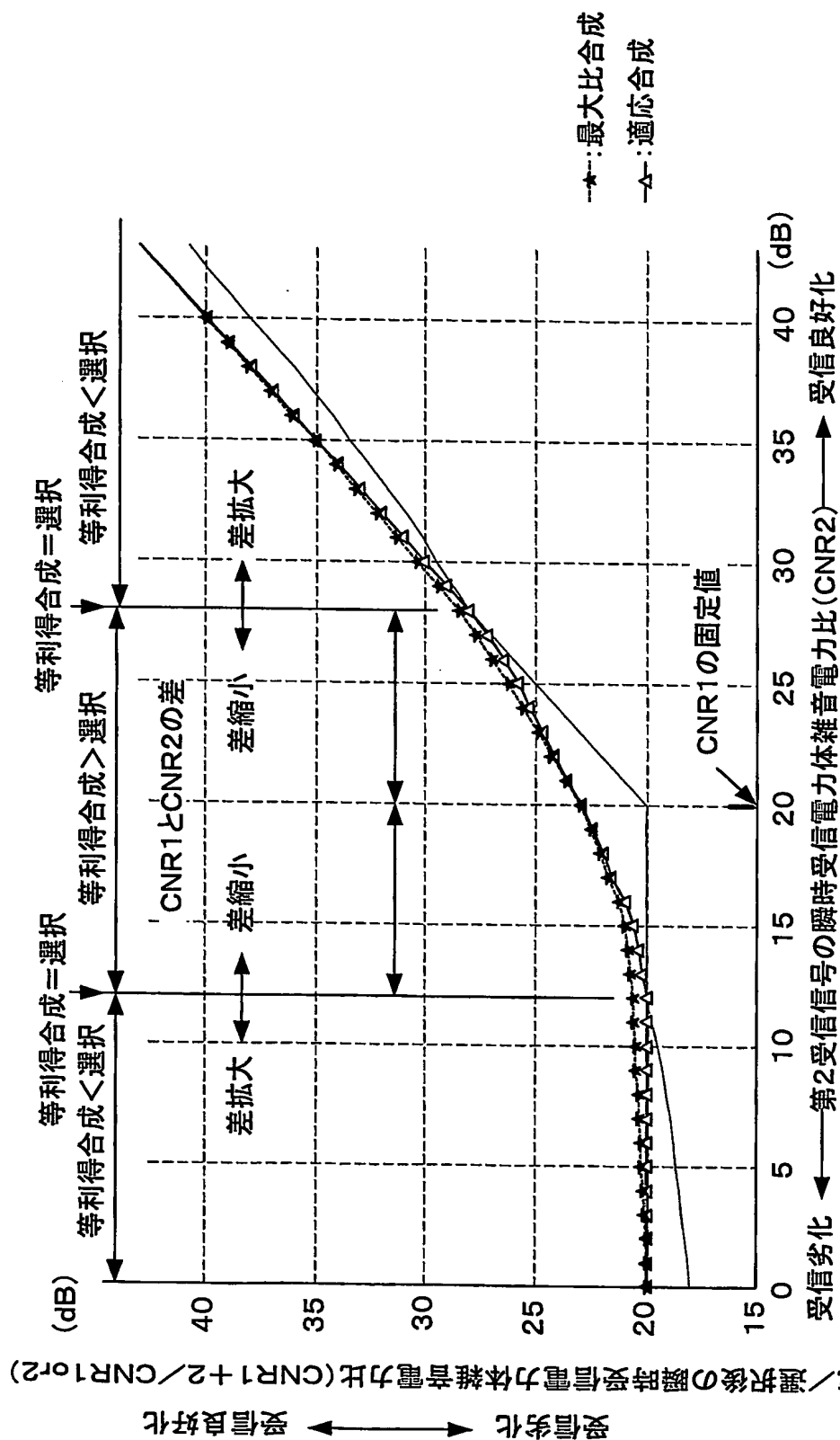


図 5

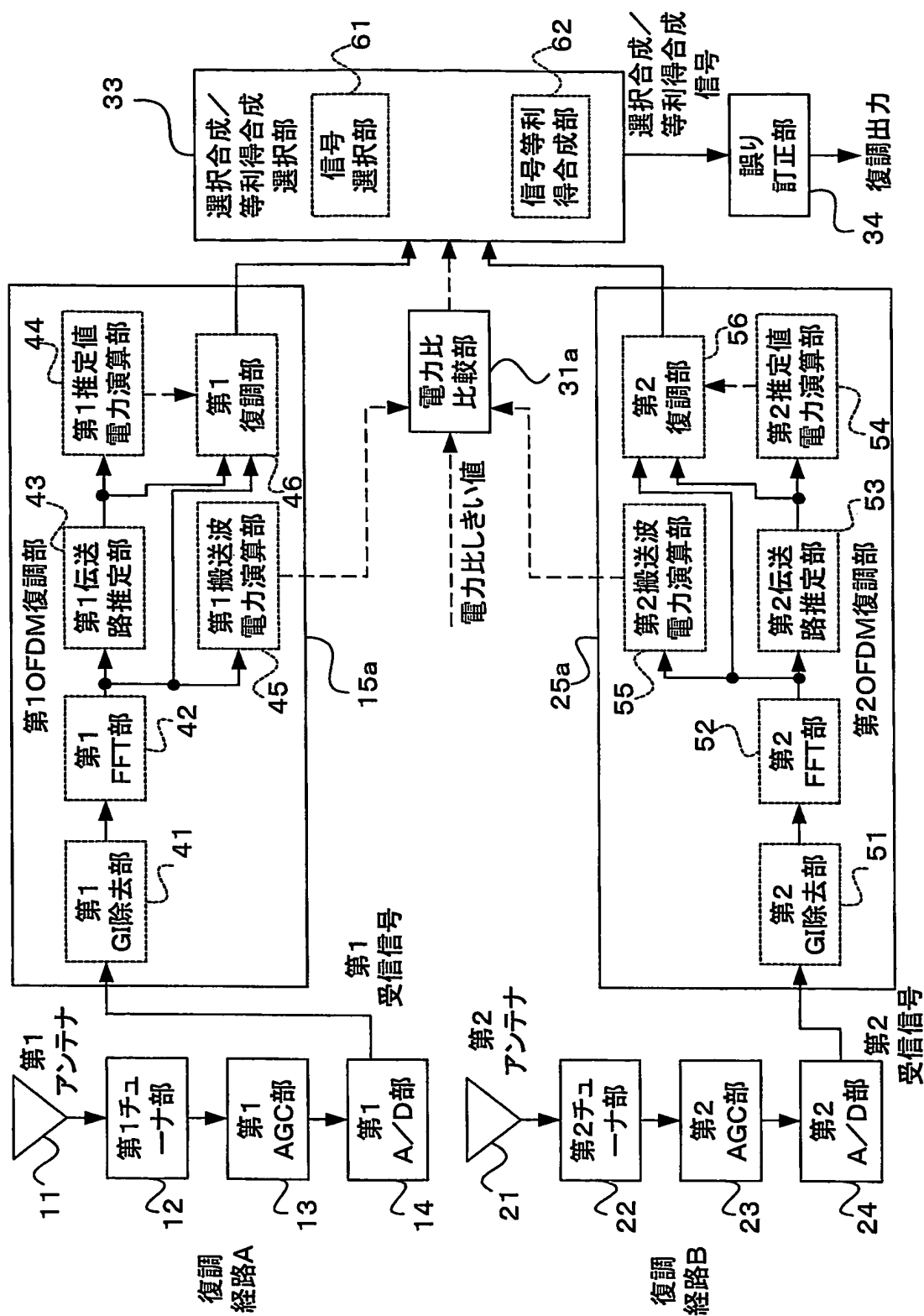
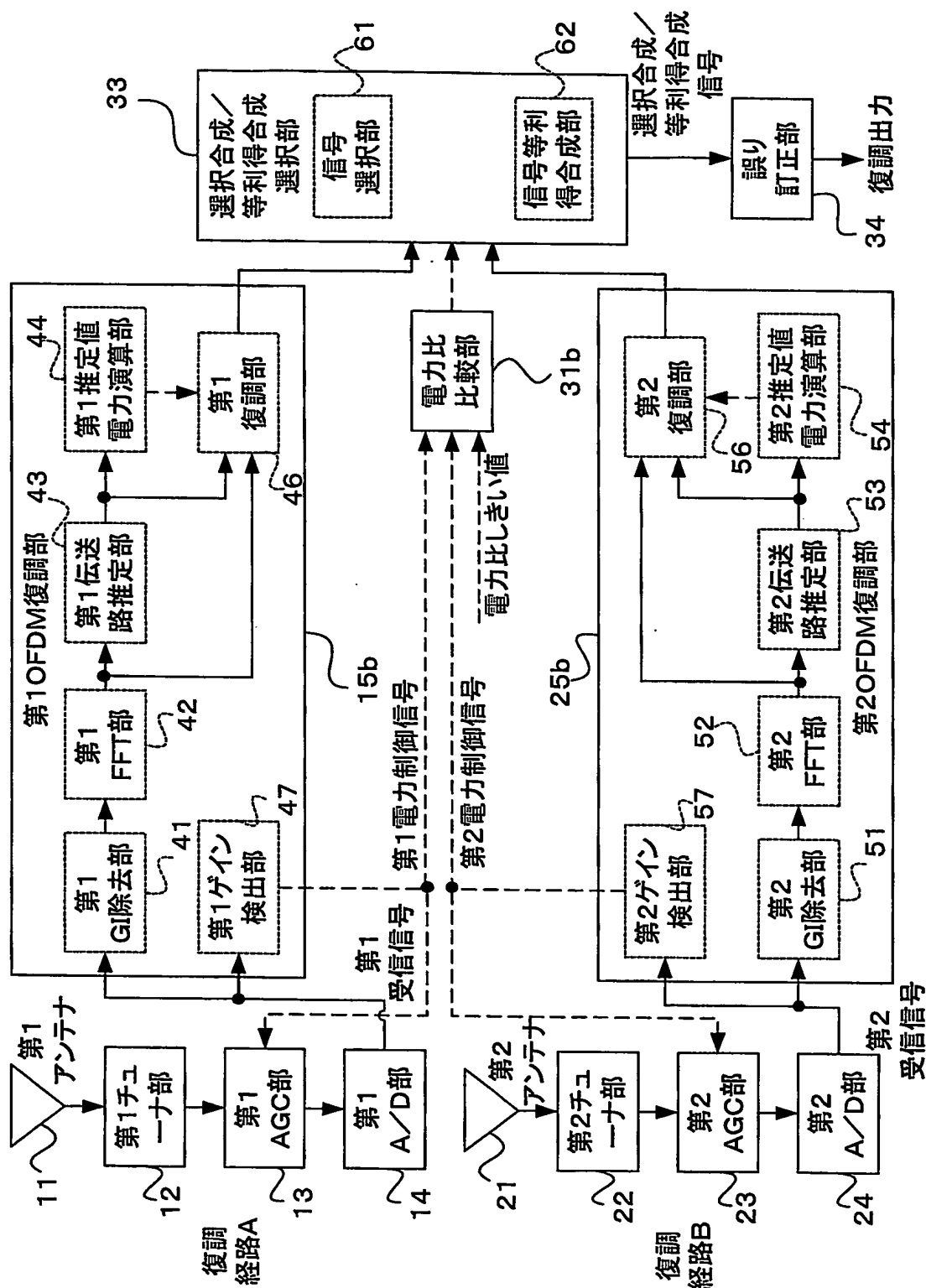


図 6





7. 

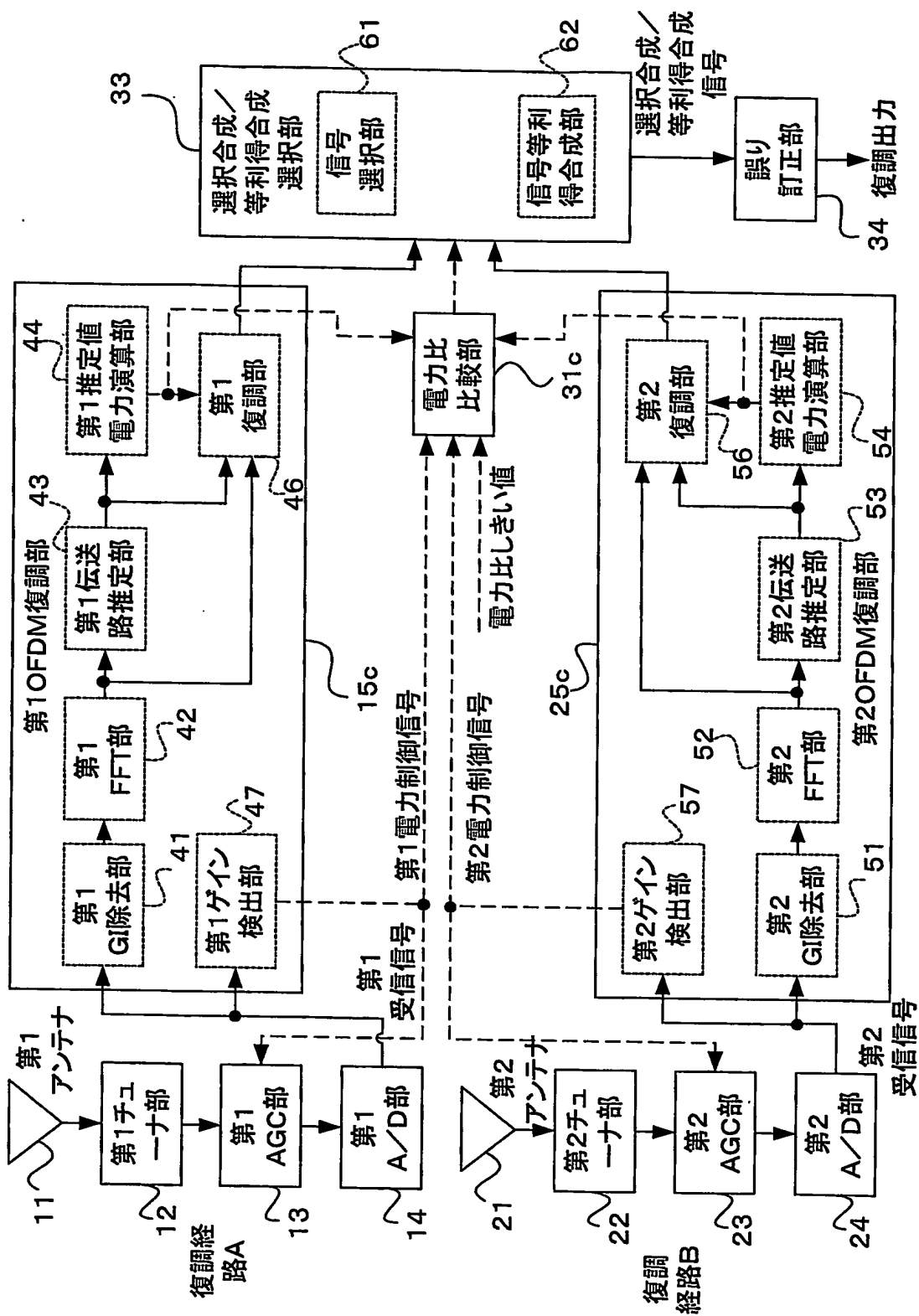


図 8

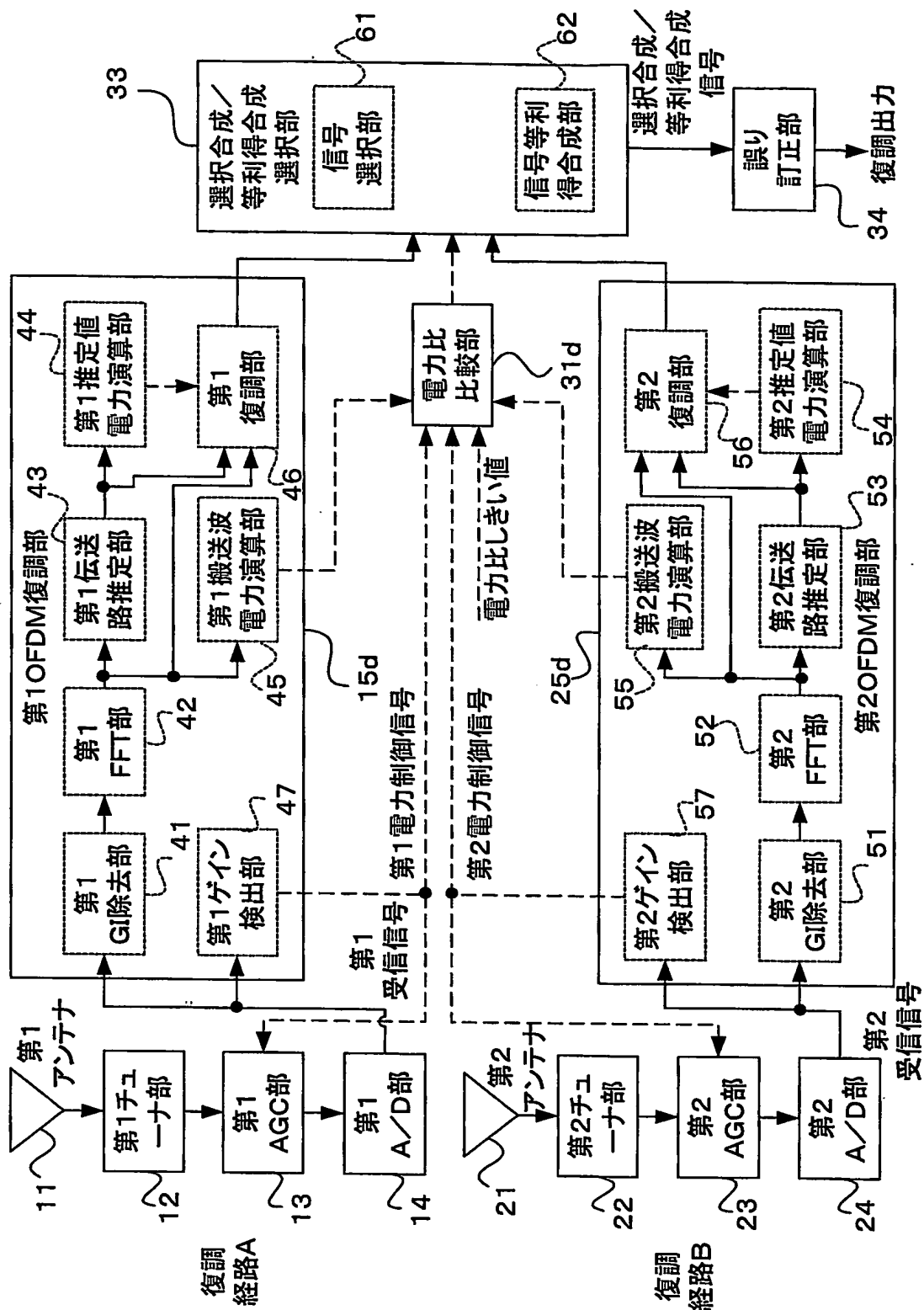


図 9

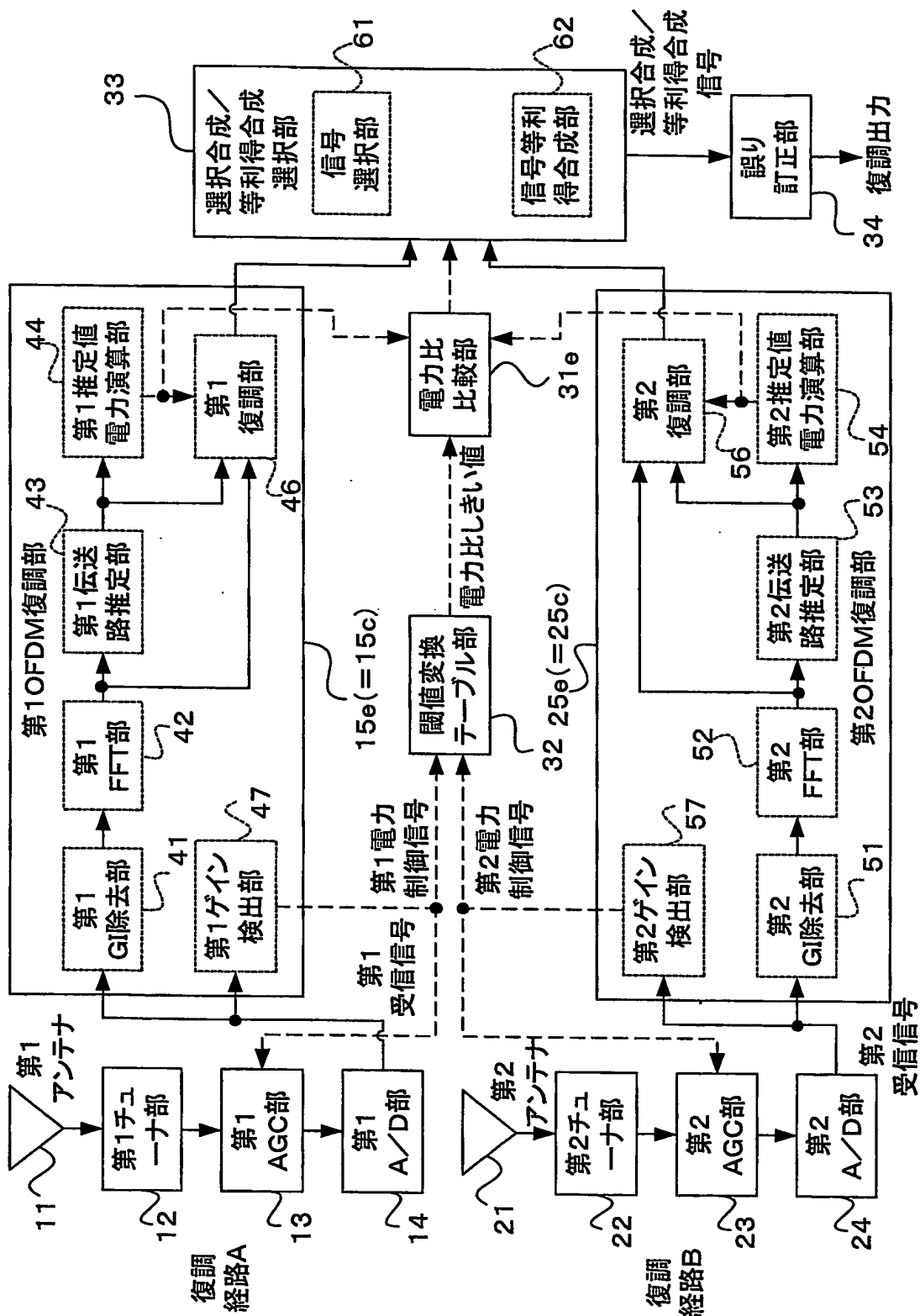
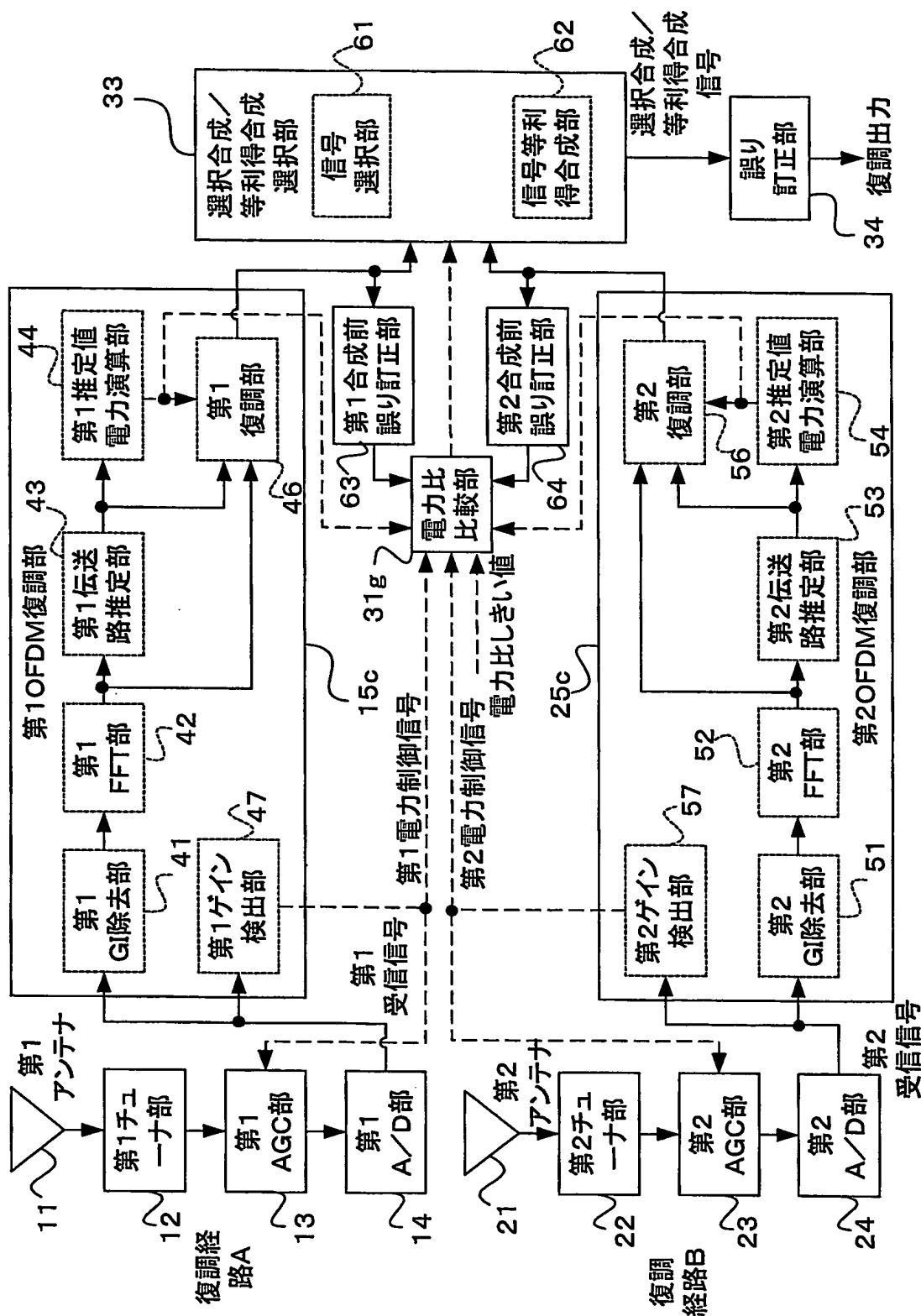




図 11



12/15

図 12

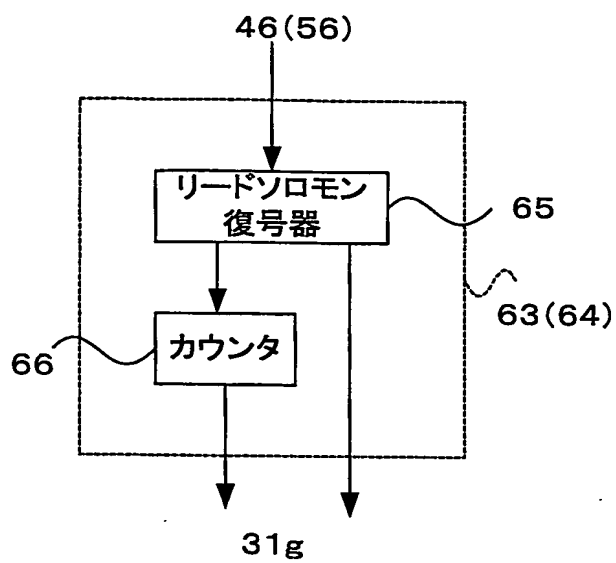


図 13

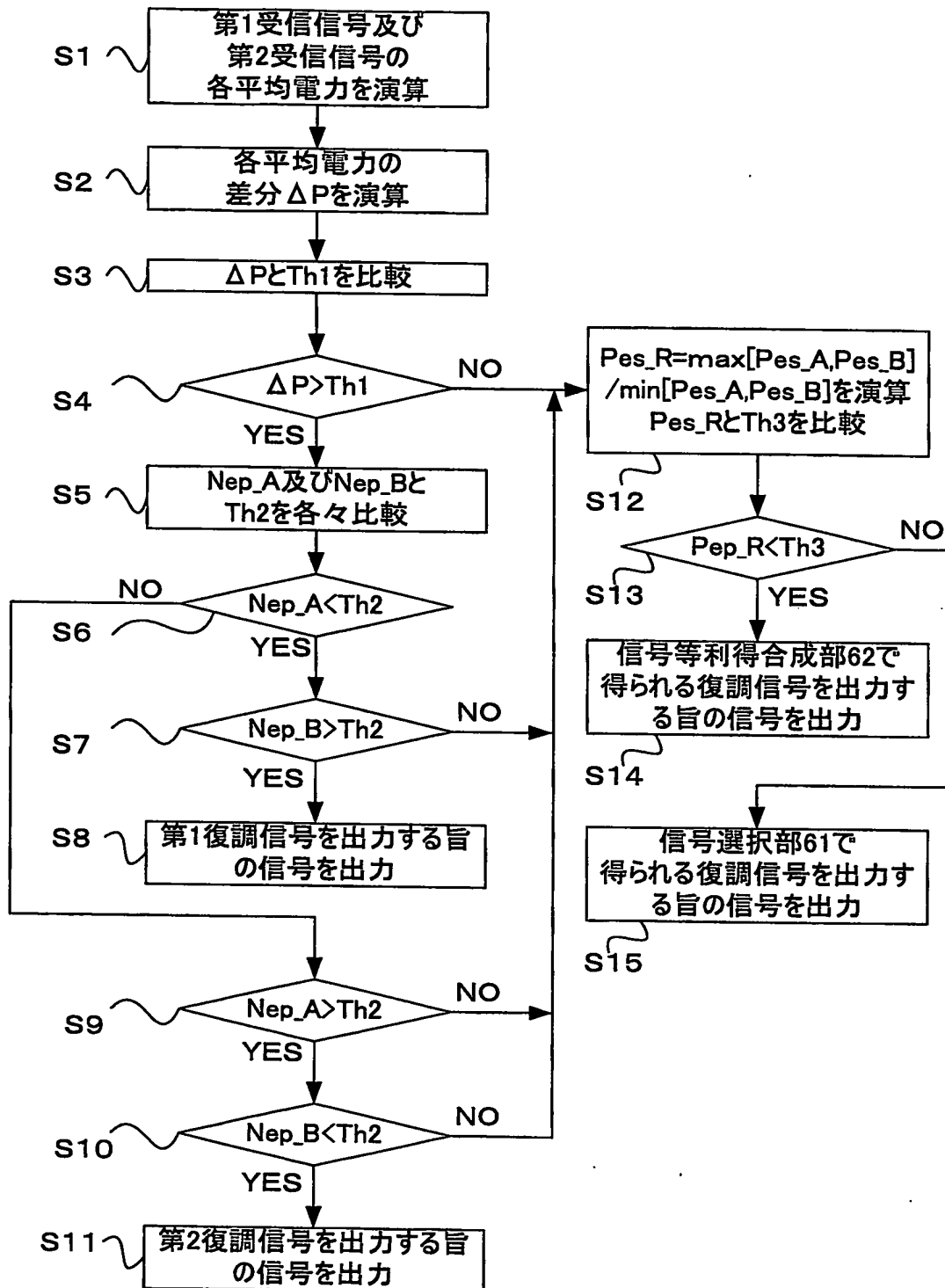
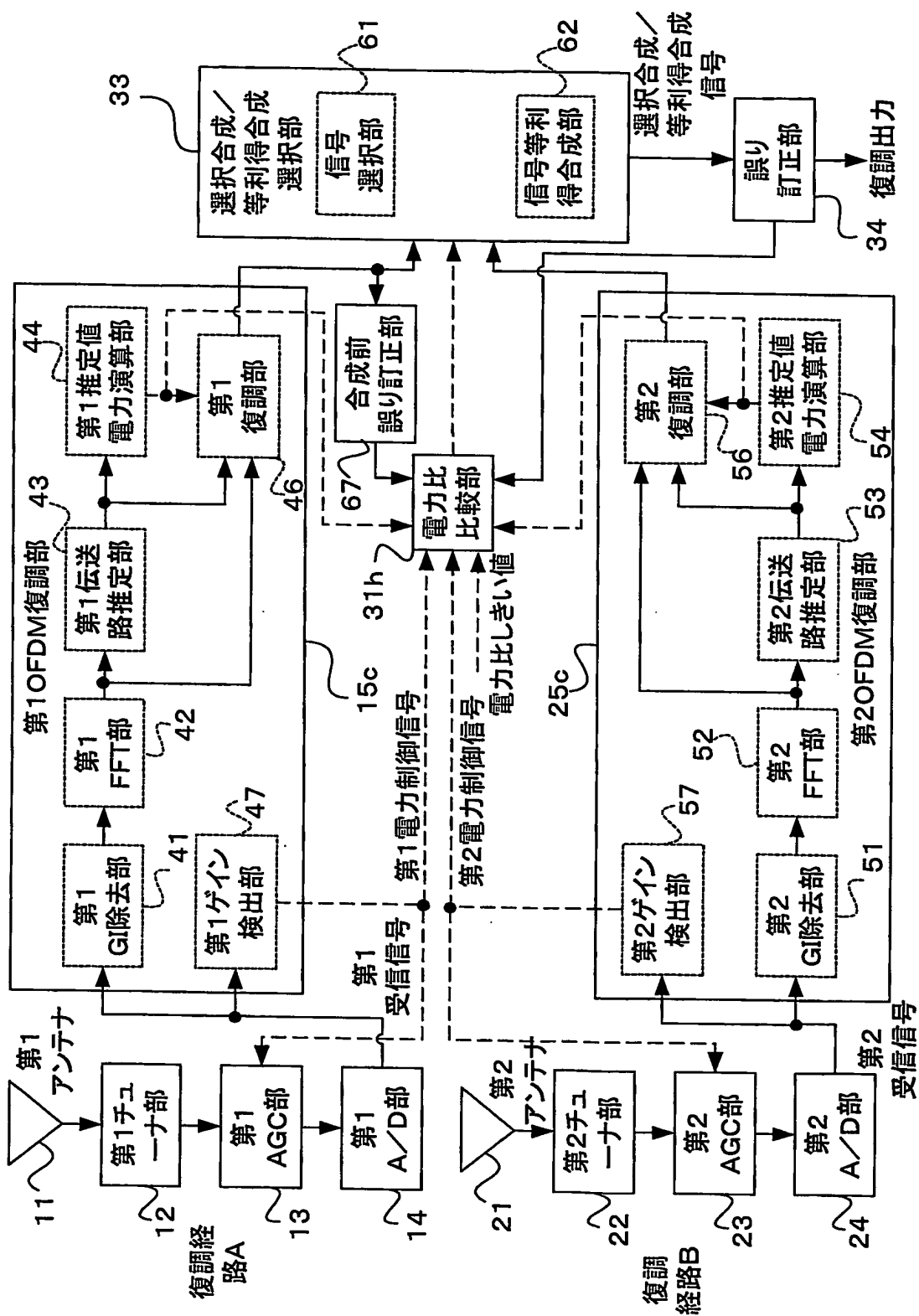


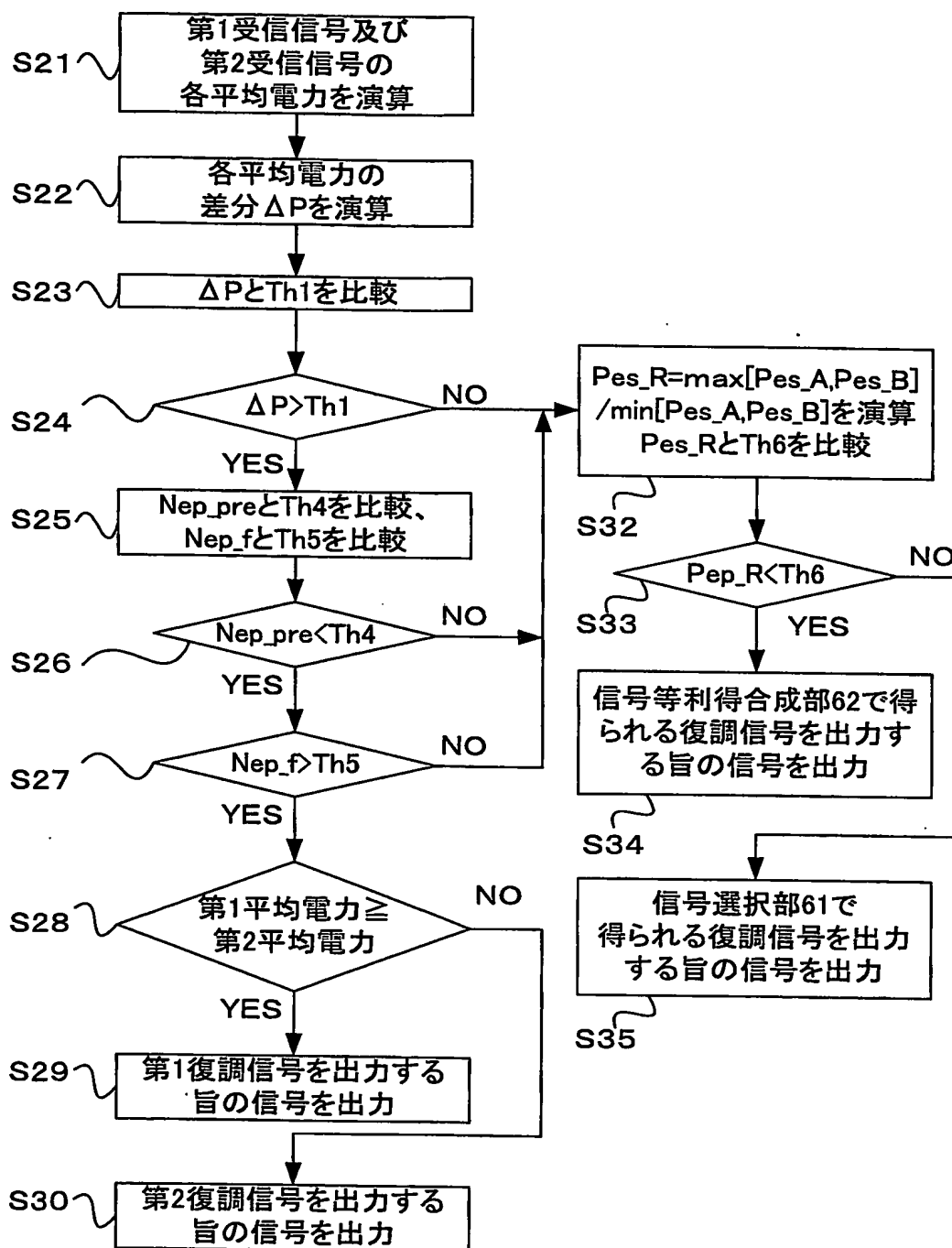
図 14





15/15

図 15



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/JP03/13727

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>7</sup> H04B7/08

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H04B7/08

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 6-303171 A (Kokusai Electric Co., Ltd.), 28 October, 1994 (28.10.94), Full text (Family: none)	1, 3-5, 15 2, 6-8 9-14
X Y A	JP 4-222124 A (NEC Corp.), 12 August, 1992 (12.08.92), Full text (Family: none)	1, 3-5, 15 2, 6-8 9-14
Y	JP 2001-156738 A (Toshiba Corp.), 08 June, 2001 (08.06.01), Full text & CN 1305277 A	2, 8

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:  
 "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance  
 "E" earlier document but published on or after the international filing date  
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)  
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means  
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention  
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone  
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art  
 "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
21 January, 2004 (21.01.04)

Date of mailing of the international search report  
03 February, 2004 (03.02.04)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/JP03/13727

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 11-205208 A (Toshiba Corp.), 30 July, 1999 (30.07.99), Full text & US 6512738 A	2, 6, 7
A	JP 2000-151486 A (Fujitsu Ltd.), 30 May, 2000 (30.05.00), Par. No. [0010]; Fig. 8 & US 6628733 A	10-12

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H04B7/08

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H04B7/08

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y A	JP 6-303171 A (国際電気株式会社) 1994. 10. 28 全文 (ファミリーなし)	1, 3-5, 15 2, 6-8 9-14
X Y A	JP 4-222124 A (日本電気株式会社) 1992. 08. 12 全文 (ファミリーなし)	1, 3-5, 9, 15 2, 6-8 10-14

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

21. 01. 2004

国際調査報告の発送日

03. 2. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)  
郵便番号 100-8915  
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

江口 能弘

5 J

3360

電話番号 03-3581-1101 内線 3534

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2001-156738 A (株式会社東芝) 2001. 06. 08 全文 & CN 1305277 A	2, 8
Y	JP 11-205208 A (株式会社東芝) 1999. 07. 30 全文 & US 6512738 A	2, 6, 7
A	JP 2000-151486 A (富士通株式会社) 2000. 05. 30 [0010], 図8 & US 6628733 A	10-12